



Escola d'Enginyeria de Telecomunicació i  
Aeroespacial de Castelldefels

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

# TRABAJO FINAL DE GRADO

**Título: Extracción de señales de un ordenador mediante antenas planares.**

**Autor: Daniel Ortega Quirós**

**Director: Ignacio Llamas-Garro**

**Fecha: 31 de octubre del 2017**

## Resumen

Este proyecto se centra en el estudio, diseño y medida de tres antenas impresas sobre sustrato dieléctrico, pensadas para extraer señales de un procesador de un ordenador. El procesador opera en la frecuencia de 1 GHz, pudiendo operar en frecuencias ligeramente más bajas o más elevadas.

El primer paso es realizar un estudio previo de todas aquellas antenas basadas en tecnología impresa que pueden ajustarse a este marco de actuación. Las antenas seleccionadas para realizar este trabajo serán una antena tipo parche, un dipolo doblado y una antena de línea de meandro.

Cada prototipo se encargará de cubrir una parte del rango frecuencial especificado previamente, de tal forma que la antena tipo parche cubrirá la parte central del rango (1 GHz), el dipolo doblado resonará a frecuencias más elevadas (1,2 GHz) y la antena de línea de meandro se diseñará con el objetivo de cubrir las frecuencias inferiores en este estudio (900 MHz).

Cada uno de los prototipos será ajustado con el objetivo de proporcionar el mejor compromiso entre tamaño, pérdidas de retorno y ancho de banda.

El diseño de las distintas configuraciones de las antenas planas se ha realizado con el software ADS (Advanced Design System) de Agilent technologies. En el software se incluye *Momentum*, un simulador electromagnético con el que se ha realizado el diseño de los *Layouts* y las simulaciones electromagnéticas.

El siguiente paso es realizar la fabricación de las antenas y realizar las medidas de las pérdidas de retorno y el ancho de banda en el analizador de redes vectorial (VNA). Los resultados obtenidos en la medición se comparan con los obtenidos en las simulaciones y se justifican las posibles diferencias.

Por último, se comprueba si a partir de las antenas impresas implementadas, es posible extraer señales del procesador.

## Overview

This project focuses on the study, design and measurement of three printed antennas on a dielectric substrate, designed to extract signals from the processor of a conventional computer. The processor operates at 1 GHz, and can operate at slightly lower or higher frequencies.

The first step is to do a preliminary study of all antennas based on printed technology that can be adjusted to this framework. The antennas selected to perform this work are a patch antenna type, a folded dipole and a meander line antenna.

Each prototype is responsible for covering a part of the previously specified frequency range, the patch antenna covers the central part of the range (1 GHz), the folded dipole resonates at the higher frequencies (1,2 GHz) and the meander line antenna was designed with the aim of covering the lower frequencies (900 MHz).

The prototypes are adjusted with the aim of providing the best compromise between size, return losses and bandwidth.

The design of the different microstrip antenna configurations has been made with the ADS (Advanced Design System) software from Agilent technologies. This software includes Momentum, an electromagnetic simulator with which Layout design and electromagnetic simulations have been done.

The next step is to make the antennas and perform the measurements of the return losses and bandwidth in a vector network analyser (VNA). The results obtained in measurements are compared with those obtained in the simulations and the possible differences are justified.

Finally, we test if it is possible to extract the signals from the PC processor in an anechoic chamber.

# ÍNDICE

Marco del proyecto .....	6
Objetivos del proyecto.....	7
Organización de la memoria .....	8
<b>CAPÍTULO 1. ANTENAS IMPRESAS .....</b>	<b>9</b>
1.1 Introducción a las antenas impresas .....	9
1.1.1 Ventajas y desventajas de las antenas impresas .....	9
1.2 Elección de las antenas .....	10
<b>CAPÍTULO 2. ANTENAS TIPO PARCHE .....</b>	<b>11</b>
2.1 Introducción a las antenas tipo parche.....	11
2.1.1 Definición del sustrato .....	11
2.1.2 Alimentación de la antena .....	12
2.2 Dimensiones y geometría de la antena .....	12
2.3 Implementación y simulación de la antena en el ADS .....	13
2.4 Fabricación y medida de la antena .....	17
<b>CAPÍTULO 3. EL DIPOLO DOBLADO.....</b>	<b>20</b>
3.1 Introducción al dipolo doblado .....	20
3.1.1 Modos de funcionamiento de un dipolo doblado .....	20
3.1.2 Transformación de impedancias y sistema de balanceo .....	21
3.2 Diseño del conjunto dipolo doblado-BALUN .....	23
3.2.1 Dimensiones y geometría del dipolo doblado .....	23
3.2.2 Diseño del BALUN.....	24
3.3 Simulación del conjunto dipolo doblado-BALUN .....	25
3.4 Fabricación y medida del conjunto dipolo doblado-BALUN .....	34
<b>CAPÍTULO 4. ANTENA MEANDRO.....</b>	<b>36</b>
4.1 Introducción a las antenas meandro .....	36
4.2 Elección de la antena de línea de meandro .....	37
4.3 Simulación de la antena de línea de meandro.....	38
4.4 Fabricación y medida de la antena de línea de meandro .....	41

<b>CAPÍTULO 5. EXTRACCIÓN DE SEÑALES MEDIANTE LAS ANTENAS DISEÑADAS .....</b>	<b>44</b>
5.1 Introducción .....	44
5.2 Equipos utilizados .....	44
5.3 Montaje de los diferentes escenarios de medida.....	45
5.4 Los límites entre el campo cercano y el campo lejano .....	47
5.5 Funcionamiento de las antenas diseñadas .....	48
5.5.2 Resultados experimentales de la antena tipo parche .....	48
5.5.2 Resultados experimentales del dipolo doblado.....	49
5.5.3 Resultados experimentales de la antena de línea de meandro .....	50
5.6 Extracción de señales en la banda de operación 900 MHz-1,2 GHz .....	50
5.6.1 Extracción de señales mediante la antena tipo parche.....	51
5.6.2 Extracción de señales mediante la antena de línea de meandro .....	52
5.7 Extracción de señales de un ordenador convencional .....	53
<b>CONCLUSIONES .....</b>	<b>55</b>
<b>LÍNEAS FUTURAS .....</b>	<b>55</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>56</b>
<b>ANEXOS .....</b>	<b>58</b>
Anexo A. Antena tipo parche .....	59
Anexo B. El dipolo doblado.....	62
Anexo C. Diagrama de radiación de las antenas .....	64

## Marco del proyecto

En los últimos años, a través de diferentes estudios, se ha podido conocer que la radiación electromagnética producida por un dispositivo eléctrico puede producir fugas de información interna. Ello constituye un grave problema para los módulos criptográficos si la radiación electromagnética contiene información secreta.

Desde el punto de vista electromagnético, se logra captar la información analizando la forma de onda de las corrientes, el voltaje y el campo electromagnético. Estos ataques asumen que, de alguna manera, la forma de onda contiene la fuga de información. Sin embargo, hay muy pocos estudios acerca de la extracción de señales a partir del campo electromagnético, todos estos se centran en el análisis de las corrientes en modo común ya que se trata uno de los factores predominantes de la radiación. Si las corrientes en modo común contienen la información secreta, podría ser posible extraer esta información en campo lejano.

A partir de los estudios mencionados, se pretende realizar el diseño de tres antenas basadas en tecnología microstrip capaces de extraer cualquier tipo de señal de un procesador de un ordenador. En base a las características que presenta este tipo de tecnología y dentro de las diferentes alternativas existentes, se hace un estudio de los sistemas que mejores resultados puede ofrecer ante este marco de actuación.

Este es el paso previo a la prueba de extracción de señales de una placa FPGA Altera, que se realizará juntamente con el profesor Benjamin Carrion Schaefer de la Universidad de Texas en Dallas (UTD), en un proyecto de colaboración con el Centro Tecnológico de Telecomunicaciones de Cataluña (CTTC).

Un FPGA es un dispositivo lógico programable, es decir un chip cuyas puertas lógicas a nivel físico podemos programar. Este tipo de chips trabajan a diferentes rangos frecuenciales, uno de los rangos de operación de estos chips está situado entre 900 MHz y 1,2 GHz. En este proyecto se pretende diseñar antenas impresas que cubran este rango frecuencial. En la **Fig. 1.1**, se muestra el procesador FPGA del cual se pretenden extraer señales en el proyecto de UTD-CTTC, donde el encapsulado del procesador ha sido removido para revelar la estructura interna del chip.



**Fig. 1.1** FPGA Altera.

Una vez seleccionadas las antenas a implementar, se procederá a su diseño mediante el simulador Advanced Design System (ADS), para ajustar las dimensiones que permiten operar a estas frecuencias. El rendimiento de cada antena se evaluará en función de las pérdidas de retorno, el ancho de banda operativo y las características del diagrama de radiación.

Con los diseños perfectamente ajustados a nuestros requerimientos, se realiza la fabricación de las tres antenas con una fresadora donde se elimina el cobre sobrante con brocas para definir las pistas.

El siguiente paso es realizar la medición de las pérdidas de retorno mediante la lectura del coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ) en el analizador de redes vectorial (VNA). Este coeficiente puede utilizarse para caracterizar la eficacia de la alimentación de la antena. El ancho de banda operativo se mide como el rango de frecuencia sobre el cual la antena mantiene el valor de la relación de onda estacionaria de tensión (VSWR) o equivalentemente tiene una pérdida de retorno de -10dB.

Por último, se probará si es posible la extracción de señales a partir de los modelos diseñados. La prueba se realizará en una cámara anecoica para evitar interferencias indeseadas procedentes de otros sistemas.

## **Objetivos del proyecto**

Tal y como se ha visto en apartados anteriores, el contexto en el que se enmarca este proyecto viene dado por la extracción de señales de una placa FPGA, con el objetivo principal de poder comprobar la posibilidad de obtener algún tipo de señal a partir de diferentes antenas impresas.

Este trabajo persigue alcanzar tres grandes objetivos. El primero de ellos será realizar un estudio basado en el principio de funcionamiento de todas aquellas antenas impresas que pueden encajar en nuestro sistema y pueden ofrecernos todas aquellas prestaciones basadas en los estudios teóricos. Posteriormente, y una vez seleccionadas las antenas que mejor se ajustan a nuestro marco de actuación, se realizará el diseño, dándole mayor transcendencia a parámetros como el ancho de banda, el coeficiente de reflexión de la tensión del puerto de entrada y la adaptación.

El segundo objetivo es lograr que cada antena cubra una porción del rango, con unas pérdidas de retorno por debajo de -20dB y un ancho de banda de 80-100 MHz. También se debe conseguir que las antenas estén adaptadas a  $50\Omega$ , ya que es la impedancia de referencia del sistema.

El tercer y último punto de este trabajo, se fundamenta en la posibilidad de extraer señales del ordenador. Se realiza una comparativa de los tres sistemas diseñados y fabricados, para justificar si alguno de los tres es capaz de extraer señales del ordenador.

## Organización de la memoria

La memoria de este proyecto consta de seis grandes bloques. A continuación, se hace un breve resumen de todos los temas que aborda.

En el primer bloque se realiza una breve descripción de las antenas impresas, su principio de funcionamiento y las principales ventajas y desventajas que presentan respecto a otros diseños. En este apartado, se lleva a cabo la elección de los tres modelos que posteriormente se van diseñar y fabricar para abordar el objetivo del proyecto.

El segundo bloque está compuesto por una introducción a las antenas tipo parche. En este apartado, se detalla cómo se diseña una antena de estas características a partir de expresiones matemáticas. A partir del diseño teórico, se va reajustando la antena en el ADS para que acabe resonando a la frecuencia deseada. La última parte de este apartado muestra los resultados obtenidos a partir de las simulaciones y los resultados medidos con el analizador de redes. Se comparan los dos resultados y se justifican las posibles diferencias existentes.

En el tercer bloque se realiza una breve descripción del segundo prototipo de antena elegido, el dipolo doblado. En este capítulo, se lleva a cabo el diseño, fabricación y medición de la antena. También se define como equilibrar y adaptar el sistema a  $50\Omega$ . Por último, se muestran los resultados obtenidos y se realiza una comparativa entre los resultados alcanzados en la simulación obtenida en el ADS y los resultados adquiridos en la medición.

En el cuarto bloque, se hace una breve reseña del tercer y último modelo de antena escogido para el proyecto, la antena de línea de meandro. A diferencia de los otros dos prototipos, en este no se lleva a cabo el diseño, sino que se realiza una selección del tipo de antena meandro que mejor se ajusta a nuestras necesidades. Se hace una justificación de porque se ha decidido utilizar este tipo de antena frente a otras que podían ser útiles para este proyecto. En este apartado, se muestran los valores obtenidos en la medición y como en los anteriores apartados se hace una comparativa entre lo simulado y lo medido.

En el quinto bloque, se realizan las medidas con los tres prototipos fabricados sobre el procesador de un ordenador para concluir si es posible extraer señales con este tipo de antenas y a las frecuencias previamente descritas.

Finalmente, el sexto bloque presenta las conclusiones del trabajo realizado y las líneas de trabajo futuro.



# CAPÍTULO 1. ANTENAS IMPRESAS

## 1.1 Introducción a las antenas impresas

El concepto de antenas impresas fue propuesto por Deschamps en el 1953, pero no fueron llevadas a la práctica hasta los años 70 [2]. Su desarrollo durante los años 70 se debió a la disponibilidad de buenos sustratos con baja tangente de pérdidas y con atractivas propiedades térmicas y mecánicas, y a la mejora de los modelos teóricos. Desde entonces, las extensas investigaciones y el desarrollo de nuevas antenas contribuyeron a la explotación de sus numerosas ventajas frente a las antenas de microondas convencionales.

Las antenas impresas de tecnología microstrip se diseñan a partir de líneas de transmisión o resonadores sobre sustrato dieléctrico. Las dimensiones se eligen de forma que la estructura disipe la potencia en forma de radiación.

Las antenas microstrip pueden ser modeladas a partir de modelos circuitales con el objetivo de otorgar un sentido físico al comportamiento de la estructura y facilitar el posterior diseño. Por este motivo, el modelado circuital de antenas microstrip se ha considerado como un aspecto importante de estudio y desarrollo.

El uso de las antenas impresas está muy ligado a aplicaciones basadas en dispositivos inalámbricos de pequeño tamaño, tales como dispositivos móviles, posicionadores GPS, aplicaciones militares y comunicaciones vía satélite.

### 1.1.1 Ventajas y desventajas de las antenas impresas

El diseño de antenas microstrip ofrece varias ventajas y desventajas respecto a otros modelos. Algunas de estas ventajas se presentan en la **Tabla. 1.1**.

Ventajas	Desventajas
Fácil construcción	Ancho de banda limitado
Dimensiones reducidas	Eficiencias bajas
Versátiles en frecuencia y polarización	Baja pureza de polarización
Peso reducido	Limitación de potencia
Estructura plana	Baja potencia

**Tabla. 1.1** Ventajas y desventajas de las antenas impresas.

De las ventajas que se muestran en la **Tabla. 1.1**, la posibilidad de fabricar una antena de dimensiones reducidas, que devuelva resultados óptimos a las frecuencias en las que se quiere trabajar, hace que este tipo de antenas sean

atractivas para ser implementadas en el proyecto. Otro factor decisivo en la elección es la facilidad de construcción y el bajo coste para fabricarlas. En contrapartida, el uso de esta clase de antenas hará que obtengamos anchos de banda limitados, es por este motivo, que se decide implementar tres modelos diferentes, con el objetivo de cubrir todo el rango frecuencial de operación (900 MHz-1,2 GHz).

## 1.2 Elección de las antenas

Actualmente, existe una gran diversidad de estudios donde se han propuesto varias configuraciones circuitales para desarrollar el análisis de distintas configuraciones de antenas microstrip. De entre las posibles configuraciones existentes, se realiza una selección de tres antenas, con características similares, priorizando el compromiso entre tamaño y coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ).

El primer modelo de antena a implementar será la antena impresa tipo parche. Se decide elegir este modelo por su gran versatilidad de diseño en términos de impedancia, polarización y frecuencia de resonancia. Por otra parte, y como se ha visto en apartados anteriores, la facilidad de fabricación y su bajo coste hacen de esta antena impresa una antena atractiva para nuestro proyecto. El tamaño de la antena depende directamente de la frecuencia a la que se desea operar, y para esta frecuencia, ofrece dimensiones relativamente reducidas.

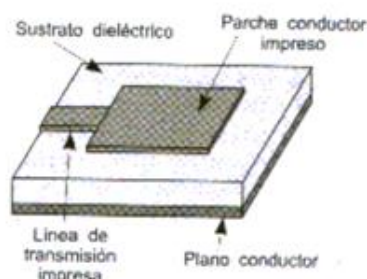
El segundo prototipo que se va a diseñar es un dipolo doblado. Nos inclinamos por esta configuración de antena impresa por que ofrece mejores resultados que la mayoría de antenas impresas en cuanto a ancho de banda. Uno de los hándicaps de las antenas microstrip es la limitación que presenta su ancho de banda, por lo que con el diseño de este modelo se busca combatir esta desventaja y poder cubrir el rango frecuencial superior sin ningún problema. Otro reto que se presenta en este diseño es lograr equilibrar y adaptar la antena, que teóricamente sale con una impedancia diferencial de  $280\Omega$ , frente a los  $50\Omega$  del cable coaxial que se conecta al conector SMA para realizar las medidas.

El tercer y último diseño elegido es una antena de línea de meandro. A diferencia de los otros dos modelos, en este caso no realiza el diseño de la antena, si no que se realiza una búsqueda de diferentes antenas de línea de meandro de diferentes geometrías y longitudes. Como se ha visto en apartados anteriores, se busca que este modelo opere en las frecuencias más bajas del rango frecuencial que se va a cubrir. A frecuencias más bajas las dimensiones de las antenas aumentan, sin embargo, en función de la geometría, es posible obtener antenas de dimensiones más reducidas operando en frecuencias más bajas. En este tercer prototipo, se consigue reducir ampliamente el tamaño respecto a los otros dos diseños. Este es el motivo principal de la elección de este tipo de antena impresa.

## CAPÍTULO 2. ANTENAS TIPO PARCHES

### 2.1 Introducción a las antenas tipo parche

Las antenas de parche son antenas basadas en tecnología microstrip. No obstante, no deben mezclarse ambos términos. Una antena microstrip, es aquella antena que se alimenta a partir de una línea microstrip, en cambio, una antena tipo parche es aquella cuya geometría procede de una línea microstrip y está compuesta por una fina superficie de material conductor, aproximadamente de media longitud de onda, situado sobre un sustrato dieléctrico de grosor ( $h$ ) y permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ), este a su vez situado sobre un plano de masa. En la **Fig. 2.1** se muestran los elementos que conforman una antena tipo parche.



**Fig. 2.1** Elementos que constituyen la antena tipo parche.

#### 2.1.1 Definición del sustrato

Antes de empezar con el diseño, se debe elegir el sustrato que proporcione resultados óptimos. El sustrato debe ser de un material dieléctrico, lo que puede provocar cambios significativos en la función eléctrica de nuestra antena. Hay factores que se deben tener en muy en cuenta a la hora de elegir el sustrato, como la constante dieléctrica, la tangente de pérdidas y el grosor.

En cuanto a la constante dieléctrica, es posible utilizar diversos tipos, estando la constante dieléctrica,  $\epsilon_r$ , entre  $1 < \epsilon_r < 12$ .

En este proyecto, se utiliza como sustrato la fibra de vidrio (FR4). Se decide utilizar este sustrato porque presenta un bajo coste respecto a otros materiales. Otro factor decisivo en la elección de este sustrato es el valor de la constante dieléctrica, ya que es bajo, y de esta forma se garantiza un mejor funcionamiento de la antena, ya que proporciona mejor eficiencia.

Por contrapartida, el sustrato utilizado tiene un espesor de 1.6 mm, valor muy bajo, que afecta directamente al ancho de banda de la antena, haciéndolo disminuir considerablemente. Este punto es crítico ya que, si se desea

aumentar el ancho de banda, se deben utilizar substratos más espesos. Es por este motivo que, se debe buscar un compromiso entre el funcionamiento óptimo y el diseño de los circuitos que componen el sistema.

### 2.1.2 Alimentación de la antena

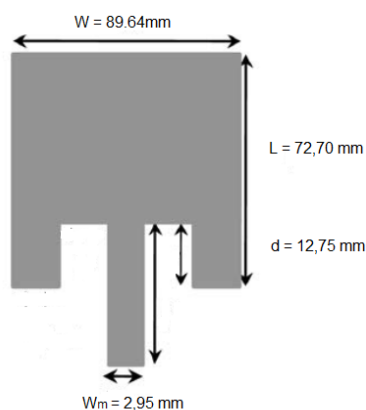
Existen diversas técnicas de alimentación en las antenas de parche, pueden ser alimentadas directamente a partir de un cable coaxial o una línea microstrip, como indirectamente a través de un acoplamiento electromagnético.

La elección del mecanismo desempeña un papel importante en el diseño de las antenas de parche, ya que esta impacta directamente en el ancho de banda, las pérdidas de retorno y la adaptación. En este caso, se decide usar la técnica de inserción de alimentación, por su facilidad de fabricación y simplicidad en el modelado, así como la efectiva adaptación de impedancia que ofrece.

Mediante el uso de un modelo de línea de transmisión directa, es posible modelar y analizar con precisión los diseños de antenas de parche alimentados con inserción de microstrip. Además, aplicando una fórmula de ajuste de curva, es posible localizar la longitud exacta de inserción necesario para una impedancia de entrada de  $50\Omega$ .

## 2.2 Dimensiones y geometría de la antena

En el presente apartado, se muestran los resultados obtenidos a partir de las diferentes expresiones que permiten calcular las dimensiones, para una frecuencia determinada de operación. En el Anexo A, se encuentran las expresiones matemáticas que permiten definir la geometría de la antena. En la **Fig. 2.2**, se muestra la geometría de la antena tipo parche para 1 GHz.

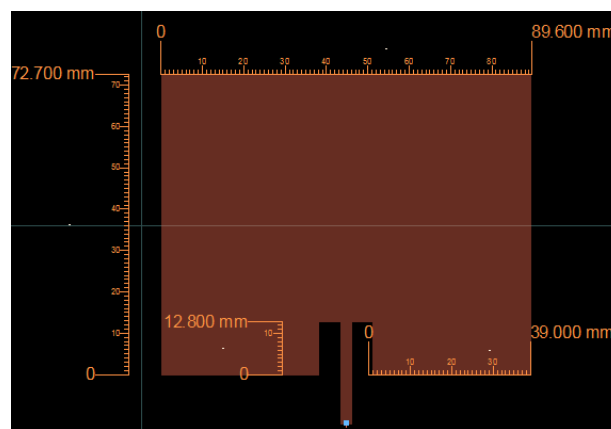


**Fig. 2.2** Geometría teórica de la antena de parche para 1 GHz.

## 2.3 Implementación y simulación de la antena en el ADS

Una vez establecidas las dimensiones de la antena, se procede a la simulación de la misma mediante el software ADS (Advanced Design System). Éste nos permite obtener una aproximación del comportamiento real de la antena gracias a la curva de adaptación o curva de pérdidas de retorno simulada, que refleja el parámetro  $S_{11}$  en función de la frecuencia. El umbral para considerar la antena adaptada es aquel en el que las pérdidas de retorno son mayores de 10 dB. Por otra parte, el ancho de banda se medirá como el rango de frecuencias que están por debajo de este umbral.

A partir de los resultados obtenidos en el apartado anterior, se procede a implementar un primer prototipo de la antena tipo parche sobre el *Layout*. En la figura **Fig. 2.3**, se muestra el prototipo en el *Layout*.



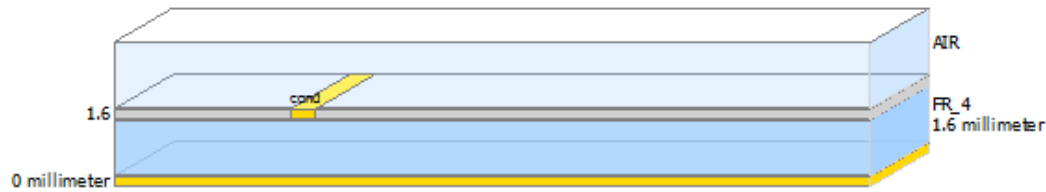
**Fig. 2.3** Diseño inicial de la antena en el *Layout*.

El siguiente paso es definir el sustrato con los valores que marca el material con el que se va a fabricar la antena, en este caso, la fibra de vidrio (FR4). También se debe definir el grosor de este y, por otra parte, la configuración del puerto. En la **Fig. 2.4**, se presentan los valores que marca el ADS para este material.

Material Name	Library	Real	Imaginary	TanD
FR_4	MyLibrary13_lib	4.6		0.01

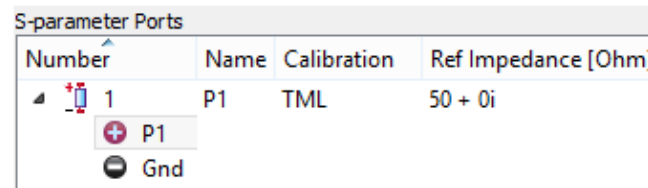
**Fig. 2.4** Material dieléctrico utilizado en el diseño.

Una vez elegido el material que se va a utilizar, se define la configuración de capas. Se define un sustrato con un grosor de 1,6 mm y un plano de masa infinito. Ver **Fig. 2.5**.



**Fig. 2.5** Definición del sustrato y configuración de capas.

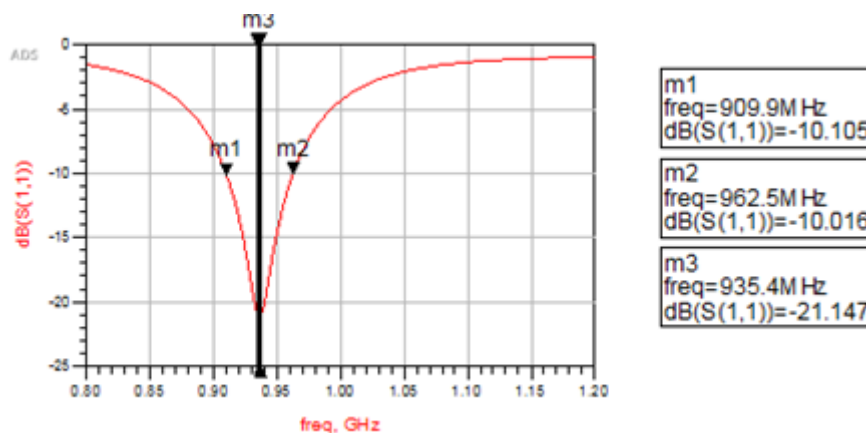
En la configuración de puertos del ADS, se deberá definir un único puerto, con una impedancia de  $50\Omega$ . Ver **Fig. 2.6**.



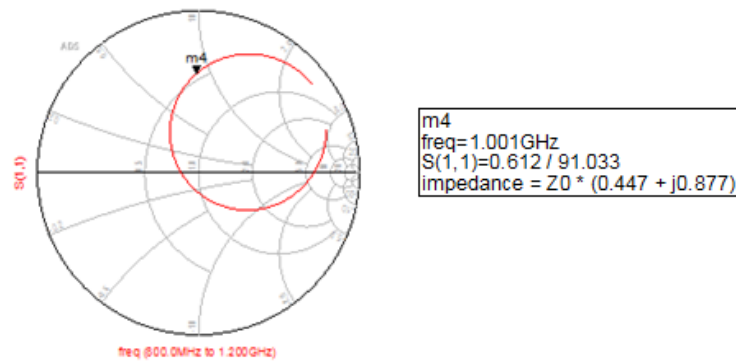
**Fig. 2.6** Configuración del único puerto de la antena tipo parche.

Teniendo todas estas configuraciones, se procede a mostrar, explicar y estudiar si los resultados obtenidos son los esperados, y si no lo son, que soluciones se pueden implementar para mejorarlos.

En la **Fig. 2.7** se muestran las pérdidas de retorno obtenidas a partir del módulo del parámetro  $S_{11}$ , en un rango frecuencial que va de 800 MHz a 1,2 GHz. Se sitúan los marcadores m1 y m2 que delimitan los puntos a partir de los cuales consideramos que empieza el ancho de banda. También se detalla el punto donde se encuentra la frecuencia central para estas dimensiones (m3). Por otra parte, se muestra la adaptación de la antena en la Carta de Smith, situando el marcador (m1) en la frecuencia central deseada ( $f_0$ ). Ver **Fig. 2.8**.



**Fig. 2.7** Resultados obtenidos de las pérdidas de retorno ( $S_{11}$ ) a 1 GHz, mediante cálculos teóricos.



**Fig. 2.8** Resultados obtenidos en la Carta de Smith.

Se puede observar una resonancia alrededor de los 935 MHz, consiguiendo que la antena esté adaptada en la banda 910-962 MHz. Sin embargo, este rango de frecuencias no corresponde con la banda en la que se pretende operar, por lo que se deben ajustar los parámetros que pueden influir en su comportamiento hasta conseguir adaptar las frecuencias a las que se pretende trabajar. En la Carta de Smith se observa que para la frecuencia deseada la antena no está adaptada a  $50\Omega$ , ya que se pretende que la parte real este lo más próxima al 1 y la parte imaginaria al 0 (valor normalizado).

Para mejorar el aspecto de la frecuencia, se debe optimizar la longitud (L) y anchura de la antena (W), en este caso, como resuena a una frecuencia menor de la deseada, debemos reducir las dimensiones de la antena.

Para mejorar la adaptación, es necesario modificar el valor de la profundidad de inserción (d), puesto que este parámetro impacta directamente sobre la adaptación.

Por lo tanto, las dimensiones y tamaños de la estructura radiante se han de ir reajustando a medida que se observan los resultados con el fin de optimizar sus características. No podemos decantarnos inicialmente por determinados valores sin antes haber corroborado que determinadas variaciones en ciertas dimensiones mejoran los obtenidos. Partiremos de la referencia de las dimensiones resonantes y características buscadas con las que se consiguen los requisitos iniciales.

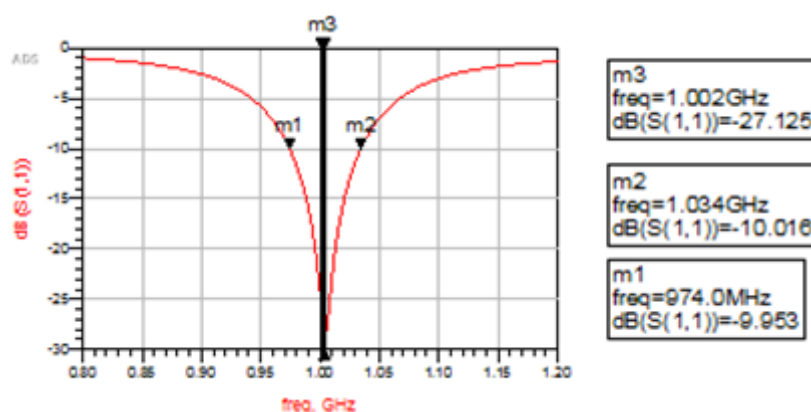
En la **Tabla. 2.1**, se muestra la tabla con las diferentes variaciones de longitud, anchura y profundidad de inserción para ver el efecto resultante en las pérdidas de retorno, los valores de la impedancia normalizados en la carta de Smith y el ancho de banda, a una frecuencia central de 1 GHz.

Simulaciones	Longitud (mm)	Anchura (mm)	Profundidad de inserción (mm)	Pérdidas de retorno (dB)	Valor normalizado de la impedancia
S 1	72,7	89,6	12,75	1,467	0,343+1,833j
S 2	70	86	11	4,72	0,528+1,034j
S 3	68	83	9	12,17	0,873+0,525j
S 4	66,9	80	7	27,12	0,918-0,005j

**Tabla. 2.1** Simulaciones realizadas en función de la variación en la dimensión.

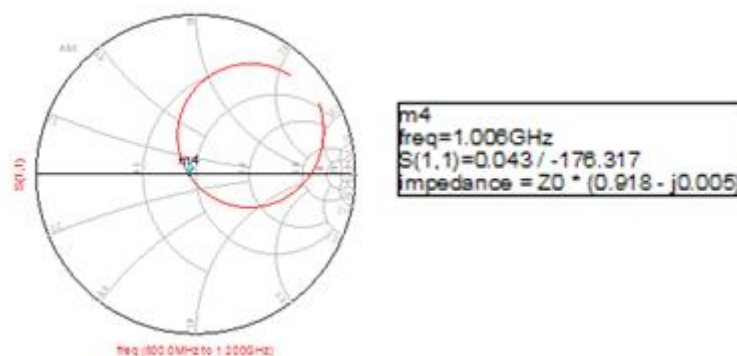
La primera simulación (S1) corresponde a la simulación realizada a partir de los valores teóricos. A medida que vamos reduciendo la longitud, la anchura y la profundidad de inserción vemos cómo va mejorando progresivamente la adaptación y las pérdidas de retorno. De todas las simulaciones realizadas, se decide seleccionar las dimensiones aplicadas en la cuarta simulación (S4), ya que las pérdidas de retorno a la frecuencia central (1 GHz) presenta buenos resultados. En esta simulación se consigue adaptar la antena a 50Ω, puesto que la parte real del valor normalizado se acerca a la unidad, y la parte imaginaria a 0. El ancho de banda es ligeramente más bajo que para el caso teórico (70 MHz).

En la **Fig. 2.9** y la **Fig. 2.10**, se muestran los resultados obtenidos en la cuarta simulación (S4), tanto las pérdidas de retorno (S11) como la carta de Smith, para la frecuencia central de 1 GHz.



**Fig. 2.9** Resultado de las pérdidas de retorno (S11) del diseño final.





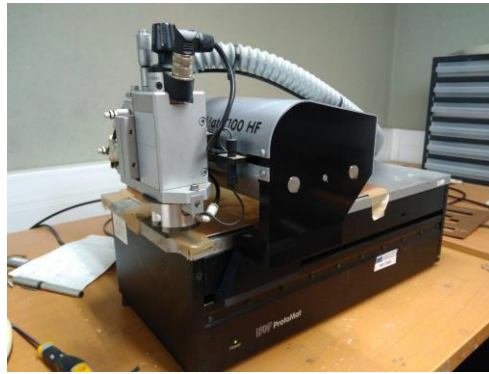
**Fig. 2.10** Resultados en la carta de Smith del diseño final.

Otro aspecto fundamental que se debe tener en cuenta es el ancho de banda. Con los mejores valores encontrados en las simulaciones anteriores, se obtiene una antena trabajando a la frecuencia de 1 GHz, con unas pérdidas de retorno en la frecuencia central de 27,125 dB y un ancho de banda de 70 MHz. Como se ha visto en apartados anteriores, una de las limitaciones de este tipo de antenas es el valor limitado que presenta el ancho de banda. Para acotar esta desventaja, se podría aumentar el grosor del sustrato para obtener un valor superior en el ancho de banda. Esta opción sería la mejor solución para ver una mejora, pero en la práctica no es posible, ya que no se dispone de material suficiente ni placas con grosores superiores a 1,6 mm en el laboratorio.

Por otra parte, se lograría alcanzar mejores resultados en el ancho de banda, incrementando la longitud resonante del parche. Esta opción, no es viable ni realizable porque al aumentar la longitud del parche la frecuencia de resonancia se vería desplazada considerablemente a frecuencias más bajas, como pasa en el caso del diseño teórico en el que se presenta un mejor ancho de banda, pero la dimensión de la antena es mayor.

## 2.4 Fabricación y medida de la antena

En este apartado se lleva a cabo la fabricación de la antena, mediante una fresadora que elimina el cobre sobrante mediante brocas, para formar las pistas que conforman la antena. En la **Fig. 2.11**, se muestra el proceso de fabricación de la antena en la máquina fresadora. Se agradece al Dr. Fermín Mira del CTTC la fabricación de las antenas.



**Fig. 2.11** Fabricación de la antena tipo parche.

Los resultados de la fabricación se muestran en la **Fig. 2.12**, se observa la vista superior donde se encuentra la antena y una vista inferior donde está situado el plano de masa. También se observa el conector SMA de 3,5 mm que permite la conexión entre la línea microstrip de  $50\ \Omega$  y el cable coaxial que se conecta al analizador de redes vectorial (VNA).



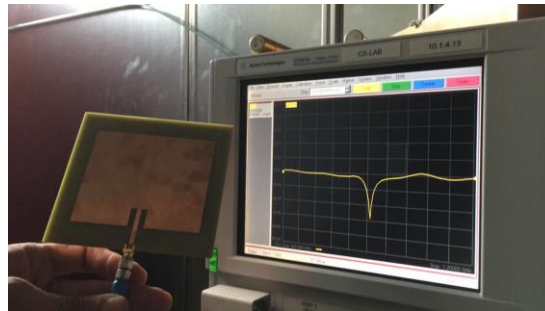
**Fig. 2.12** Vista superior (izquierda) y vista inferior (derecha) de la antena.

Para la medida de los parámetros S de un circuito de RF, es necesario establecer el plano de referencia a la entrada de dicho circuito, es decir, se necesita eliminar o sustraer de la medida el efecto de todos aquellos errores sistemáticos como pueden ser las pérdidas en cables, conectores, etc. Para ello previamente a la medida del circuito de RF, el VNA necesita ser calibrado.

Mediante dicho proceso de calibración se suministra al VNA toda la información necesaria para que después pueda sustraer de la medida del circuito los efectos debidos a los errores sistemáticos mencionados. De esta manera se obtienen los parámetros S justo a la entrada del circuito que se quiere caracterizar.

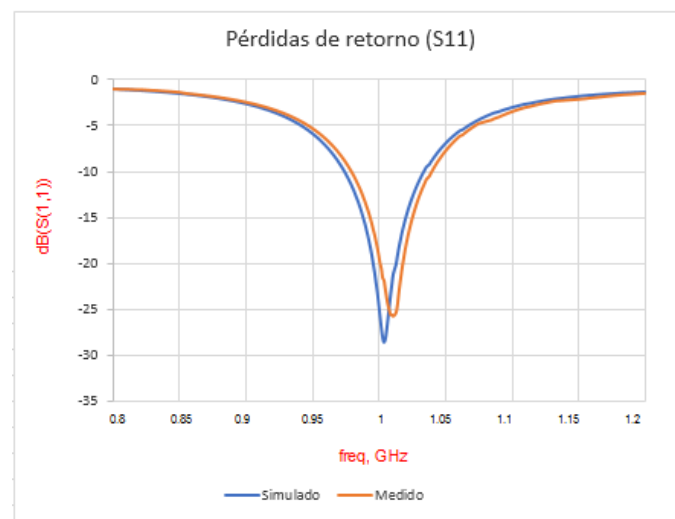
La manera de calibrar el VNA es ir conectando, al cable que se va a utilizar en las medidas, una serie de cargas conocidas: un cortocircuito, un circuito abierto y una carga de  $50\ \Omega$ , que es la impedancia característica del aparato.

En la **Fig. 2.13**, se muestra la medida realizada en el analizador de redes vectorial del laboratorio.



**Fig. 2.13** Medida del módulo del parámetro S11 en el analizador de redes.

Se fijaron los mismos límites en el rango frecuencial (800 MHz-1,2 GHz) y partiendo de los resultados experimentales y los resultados simulados, se hace una comparativa de las pérdidas de retorno. Ver **Fig. 2.14**.



**Fig. 2.14** Resultados del parámetro S11 simulado y medido.

Se puede apreciar que los resultados experimentales son muy parecidos a los encontrados en las simulaciones y se observa que se tiene un muy buen acoplamiento para la frecuencia de resonancia buscada de 1 GHz, ya que, para dicha frecuencia, el valor del parámetro S11 medido está sobre los -25dB, aunque ligeramente desplazado hacia una frecuencia superior. El desplazamiento hacia una frecuencia superior se debe principalmente a las imperfecciones en el proceso de fabricación, así como las pérdidas que introduce la constante dieléctrica del material utilizado (FR4). Pese al pequeño desplazamiento existente, se da por bueno el resultado ya que se encuentra dentro del rango de operación de los procesadores (800 MHz-1,2 GHz).

## CAPÍTULO 3. EL DIPOLO DOBLADO

### 3.1 Introducción al dipolo doblado

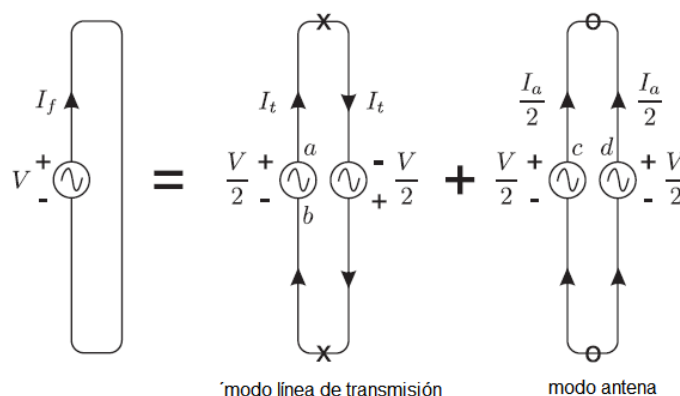
Una antena muy utilizada en la práctica como antena receptora es el dipolo doblado. Esta clase de dipolo ofrece las mismas prestaciones en cuanto a radiación que un dipolo simple, pero tiene una mayor rigidez mecánica y es más fácil de mecanizar.

Un dipolo plegado es una antena, con dos conductores conectados en ambos lados, y plegado para formar una forma cilíndrica cerrada, a la cual la alimentación se da en el centro. La antena es conocida como dipolo doblado en media onda, debido a que la longitud del dipolo es la mitad de la longitud de onda.

El rango de frecuencia en el cual el dipolo plegado de media onda funciona es alrededor de 3 kHz a 3 GHz. Su uso se centra en los receptores de televisión.

#### 3.1.1 Modos de funcionamiento de un dipolo doblado

La ganancia es la misma que la que presenta un dipolo simple, en cambio, como ya hemos mencionado previamente, presenta una impedancia mayor, en concreto cuatro veces superior, situándose alrededor de  $300\Omega$ . El valor de la impedancia se calcula mediante un modelo analítico que, descompone la corriente que circula por el dipolo en dos modos distintos: el modo de línea de transmisión y el modo de antena. En la **Fig. 3.1**, se muestran ambos modos por separado [8].



**Fig. 3.1** Modos de funcionamiento de un dipolo doblado.

En el modo de línea de transmisión, no existe radiación ya que tenemos las dos líneas muy cercanas entre ellas y las corrientes viajan en dirección opuesta,

por lo que quedan canceladas en campo lejano. Debido a la disposición de las fuentes de tensión en este modo, se generan cortocircuitos en los puntos marcados (x) de la **Fig. 3.1**. En este caso, la corriente adquiere la siguiente expresión.

$$I_t = \frac{V/2}{Z_t} = \frac{V/2}{jZ_0 \tan \beta L/2}. \quad (3.1)$$

En cuanto al modo de antena, en la **Fig. 3.1**, se observa que los puntos c y d están situados al mismo potencial, de forma que, pueden conectarse entre ellos para formar un dipolo. Esto hace que las corrientes tengan el mismo valor en ambos brazos del dipolo y sean nulas en los extremos. En este caso, se genera un circuito abierto en los puntos marcados (o) en la **Fig. 3.1**. Para este caso, la corriente se calcula mediante la siguiente expresión.

$$I_a = \frac{V/2}{Z_d} \quad (3.2)$$

La corriente total resulta de la suma de ambos modos.

$$I_{in} = I_t + \frac{I_a}{2} = \frac{V}{2Z_t} + \frac{V}{4Z_d} = \frac{V(2Z_d + Z_t)}{4Z_t Z_d} \quad (3.3)$$

Y a partir de la expresión anterior es posible definir la impedancia en el punto de alimentación.

$$Z_{in} = \frac{V}{I_{in}} = \frac{2Z_t(4Z_d)}{2Z_t + 4Z_d} = \frac{Z_t Z_d}{2Z_d + Z_t} \quad (3.4)$$

Y finalmente, como se trata dipolo doblado, en el que el valor de la longitud es media longitud de onda, la impedancia de entrada es cuatro veces la de un dipolo aislado de la misma longitud.

$$Z_{in} = 4Z_d \quad (3.5)$$

### 3.1.2 Transformación de impedancias y sistema de balanceo

A partir de los resultados vistos en el apartado anterior, es obvio pensar en la necesidad de implementar un sistema que sea capaz de adaptar las impedancias, ya que la impedancia de entrada de un dipolo doblado es de aproximadamente 280  $\Omega$ , y la impedancia característica de las líneas utilizadas en el laboratorio y de los equipos es de 50 $\Omega$ .

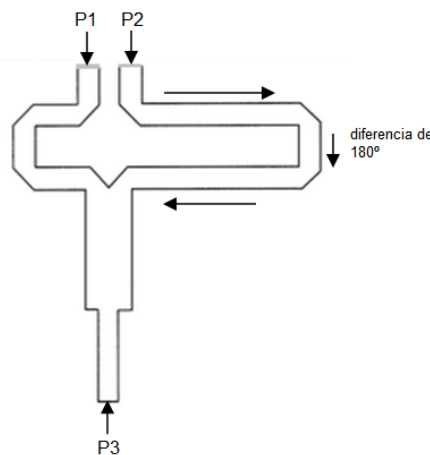
Independientemente de la adaptación de la impedancia, el dipolo doblado es una estructura equilibrada y el cable coaxial es una estructura no equilibrada. Esto implica, que es necesario abordar dos problemas: adaptar la impedancia del dipolo doblado para que sea cercana a  $50\Omega$ , y pasar de una estructura equilibrada a otra no equilibrada. Los circuitos encargados de hacer esta función son los *BALUN* (BALanced-UNbalanced).

Un *BALUN* es cualquier dispositivo de tres puertos con una entrada adaptada y salidas diferenciales. La siguiente expresión define el concepto de un *BALUN* analizado a partir de los parámetros S.

$$\begin{aligned} S_{12} &= -S_{13} = S_{21} = -S_{31} \\ S_{11} &= \infty \end{aligned} \quad (3.6)$$

Debido a que nuestro objetivo final es diseñar una antena completamente equilibrada, los parámetros a los que debemos prestar mayor atención son el  $S_{21}$  y el  $S_{31}$ , ya que a la salida del *BALUN*, tendremos dos puertos que deberán tener la misma amplitud con un desfase de  $180^\circ$ .

En la **Fig. 3.2**, se muestra como el *BALUN* aplica un cambio de fase de  $180^\circ$ .



**Fig. 3.2** Desfase de  $180^\circ$  aplicado por el *BALUN*.

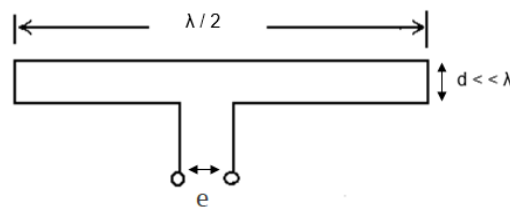
Los puertos P1 Y P2 son los puertos de salida del dipolo doblado y el puerto P3 por el que se va alimentar el sistema. El tramo que sigue el camino que aplica el desfase de  $180^\circ$  tiene una longitud teórica de  $\lambda/2$ . El trozo de línea que une el tramo de  $\lambda/2$  con la línea microstrip de alimentación, es un transformador de  $\lambda/4$ , necesario para conseguir la adaptación de  $50\Omega$ .

## 3.2 Diseño del conjunto dipolo doblado-BALUN

En este apartado, se realizan los diseños por separados del dipolo doblado y el *BALUN*, a partir de diferentes expresiones matemáticas es posible definir las dimensiones de ambos prototipos para alcanzar el sistema deseado.

### 3.2.1 Dimensiones y geometría del dipolo doblado

En el presente apartado, se presentan los resultados obtenidos a partir de las diferentes expresiones que permiten calcular las dimensiones para una frecuencia determinada de operación, en este caso a 1.2 GHz. En la **Fig. 3.3**, se muestra la geometría y las dimensiones características del dipolo doblado.

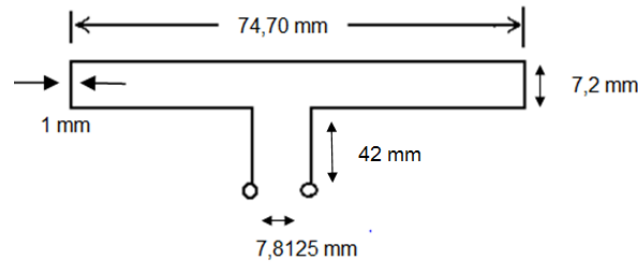


**Fig. 3.3** Geometría del dipolo doblado de media longitud de onda.

Como se puede ver en la figura anterior, la longitud total del dipolo es de  $\lambda/2$ . El valor de la anchura ( $d$ ), debe de ser mucho menor al valor de la longitud de onda y, si se pretende obtener un rendimiento satisfactorio, el valor de la separación entre las líneas bifilares ( $e$ ) no debe sobrepasar  $1/32$  del valor de la longitud de onda.

Otro factor a tener en cuenta es la distancia que separa el sistema radiante (dipolo doblado) del sistema de adaptación, para evitar acoplamientos y, por consiguiente, resultados no deseados.

Al tratarse de tecnología impresa, las dimensiones del dipolo doblado no se calcularán directamente con la longitud de onda, sino que se tendrá en cuenta el efecto que produce la permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) del material utilizado (FR4), este parámetro es conocido como longitud de onda efectiva en el substrato. En el Anexo B, se indican las expresiones que son necesarias para calcular cada una de las longitudes que conforman el dipolo doblado. Los resultados obtenidos se muestran en la **Fig. 3.4**.



**Fig. 3.4** Dimensiones calculadas del dipolo doblado para 1,2 GHz.

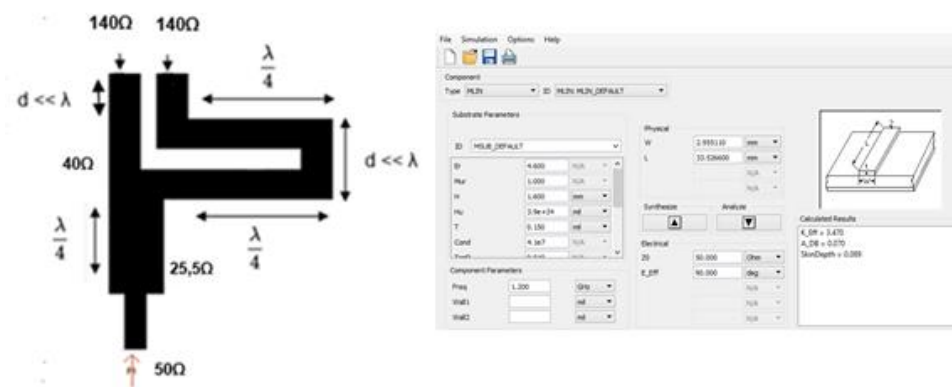
### 3.2.2 Diseño del *BALUN*

Como se ha visto en apartados anteriores, para alcanzar resultados óptimos es necesario implementar un *BALUN* en el sistema. En este apartado, se lleva a cabo el diseño, y se realiza en el esquemático del ADS.

Se decide realizar su diseño en el esquemático y no en el *Layout*, debido a que se necesitan múltiples simulaciones para ajustar las diferentes longitudes y anchuras que tiene, y esto en el esquemático se puede optimizar de una manera más rápida y sencilla.

Como en el resto de prototipos, el primer paso es realizar un diseño basado en valores teóricos. Para una frecuencia de 1,2 GHz se realizan los cálculos para determinar las dimensiones exactas del sistema. Se tiene en cuenta en todo momento que se trabaja en tecnología microstrip por lo que se aplica la longitud de onda guiada para el cálculo de las diferentes longitudes. En base a los resultados teóricos que proporcionan las expresiones, se introduce el diseño en el esquemático del ADS para acabar de ajustar los valores mediante la herramienta *LineCalc*.

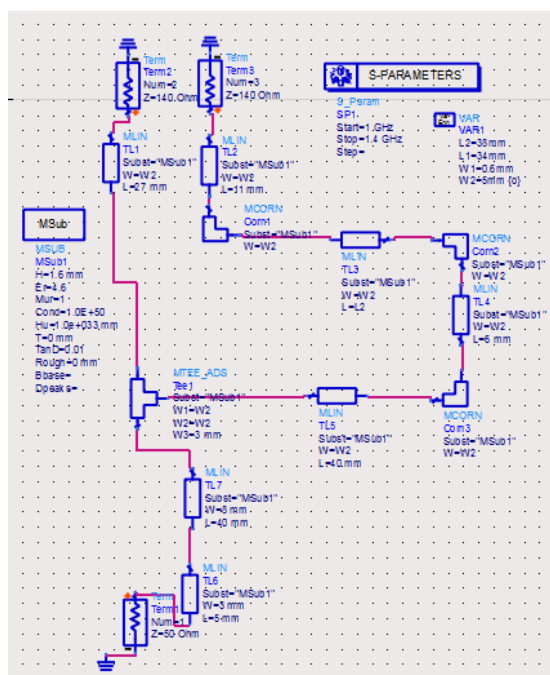
En la **Fig. 3.5** se observa la geometría del *BALUN* con las diferentes longitudes que lo componen y la herramienta utilizada para definir con exactitud sus dimensiones. A partir de la frecuencia, las características del sustrato y la impedancia es posible definir la longitud ( $L$ ) y la anchura ( $W$ ) de cada pista.



**Fig. 3.5** Cálculo de las dimensiones del *BALUN* mediante *LineCalc*.



El resultado optimizado del *BALUN* para dicha frecuencia, se observa en la **Fig. 3.6**.



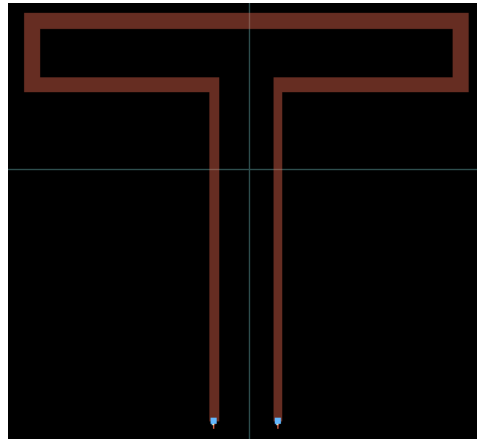
**Fig. 3.6** Diseño optimizado del *BALUN* en el esquemático.

### 3.3 Simulación del conjunto dipolo doblado-BALUN

A partir de los resultados obtenidos en los apartados anteriores, se procede a implementar un primer prototipo del conjunto.

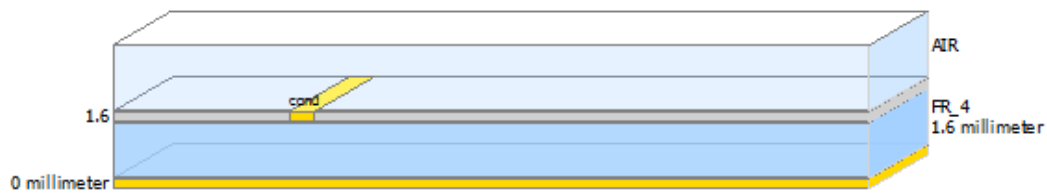
El objetivo es realizar el diseño del dipolo doblado en el *Layout*, crear un componente de este diseño y llevar dicho componente al esquemático donde se encuentra el diseño del BALUN. Desde el esquemático se realizarán las simulaciones para poder optimizar las dimensiones, con el fin de conseguir una buena adaptación. Una vez ajustadas las dimensiones del conjunto en el esquemático, se pasará el diseño al *Layout* para hacer las simulaciones con *Momentum* y comprobar que los resultados obtenidos en el esquemático se aproximan a lo esperado.

Con las dimensiones previamente calculadas, se genera el dipolo doblado en el *Layout*. En la **Fig. 3.7** se muestra el resultado.



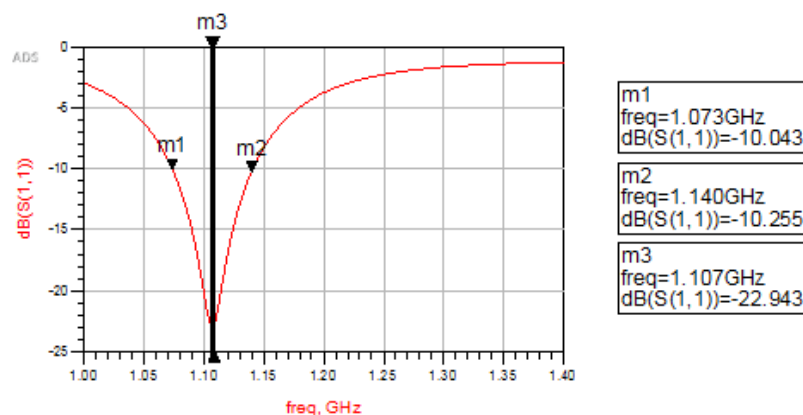
**Fig. 3.7** Diseño inicial del dipolo doblado en el *Layout*.

El sustrato utilizado es el mismo para los tres prototipos, al igual que el grosor, pero la configuración de capas es diferente para cada caso. En la **Fig. 3.8**, se muestra la configuración de capas para el caso del dipolo doblado por separado.



**Fig. 3.8** Configuración de capas y sustrato del dipolo doblado.

Antes de crear el componente y llevarlo al esquemático donde se encuentra el *BALUN*, debemos verificar que, para estos valores, el dipolo doblado resuena a la frecuencia que queremos. La **Fig. 3.9** muestra las pérdidas de retorno ( $S_{11}$ ) del dipolo doblado.



**Fig. 3.9** Pérdidas de retorno ( $S_{11}$ ) del dipolo doblado para valores teóricos.

Como podemos ver en la figura anterior, los resultados alcanzados en la simulación no son los deseados, ya que la antena resuena a una frecuencia inferior de la que se pretende. Para acotar este problema, es necesario reducir las dimensiones de la antena.

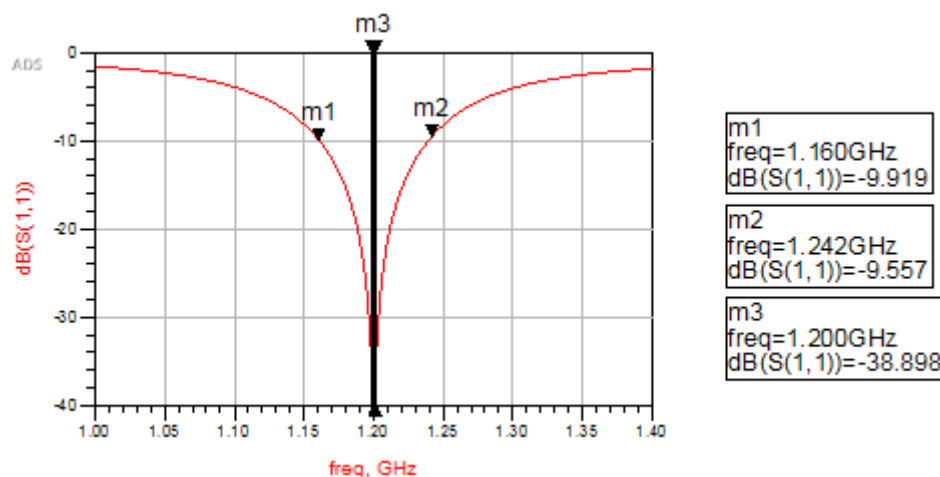
Se realizan múltiples simulaciones reajustando las dimensiones con el objetivo de cambiar el rango frecuencial de actuación. En la **Tabla. 3.1** se muestran los resultados de la simulación inicial basada en datos meramente teóricos y los resultados de la simulación final que ofrece los resultados deseados a 1,2 GHz.

Simulaciones	Longitud (mm)	Anchura (mm)	Pérdidas de retorno (dB)
Simulación Inicial	74,70	7,2	2,81
Simulación Final	68,5	6,7	17,471

**Tabla. 3.1** Coeficiente de reflexión obtenido para diferentes dimensiones a 1,2 GHz.

En la primera simulación se obtiene un ancho de banda de 67 MHz, mientras que en la simulación final se consigue mejorar ampliándolo hasta los 82 MHz.

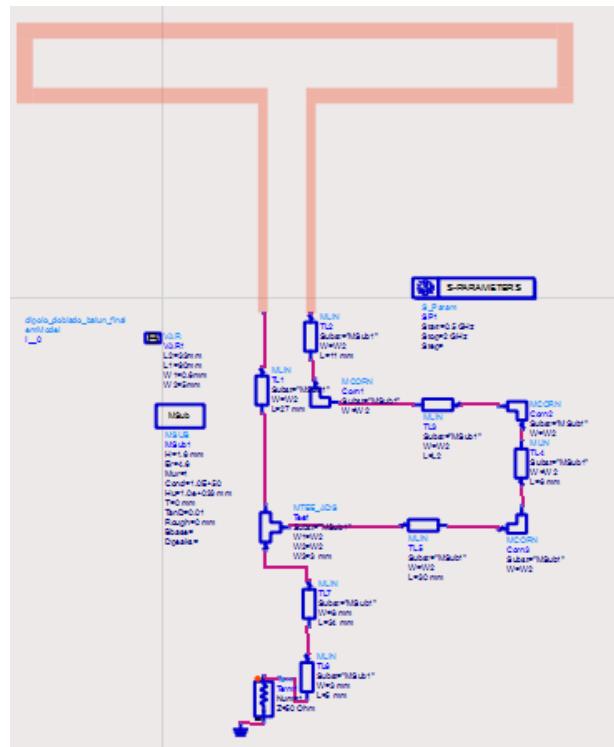
En la **Fig. 3.10**, se observa el coeficiente reflexión resultante al haber reducido las dimensiones del dipolo doblado.



**Fig. 3.10** Pérdidas de retorno( $S_{11}$ ) del dipolo doblado a 1,2 GHz.

Con estos resultados, ya podemos crear el componente y generarlo en el esquemático. Se crea el componente desde el *Layout*, para posteriormente abrirlo en el esquemático desde la librería de componentes que posee el ADS.

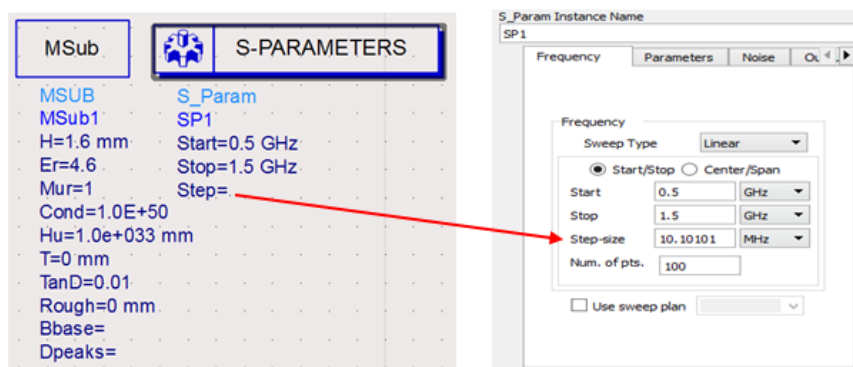
En la **Fig. 3.11**, se presenta el componente generado en el esquemático y el sistema de adaptación (*BALUN*) creado previamente.



**Fig. 3.11** Conjunto dipolo doblado-*BALUN* en el esquemático.

Con el conjunto perfectamente montado, el siguiente paso es realizar las simulaciones, para ver si el *BALUN* realiza correctamente la adaptación a 50Ω. Se define el sustrato (ver **Fig. 3.12**) con los valores previamente definidos y en el extremo de la línea microstrip se coloca un puerto de 50 Ω conectado a tierra.

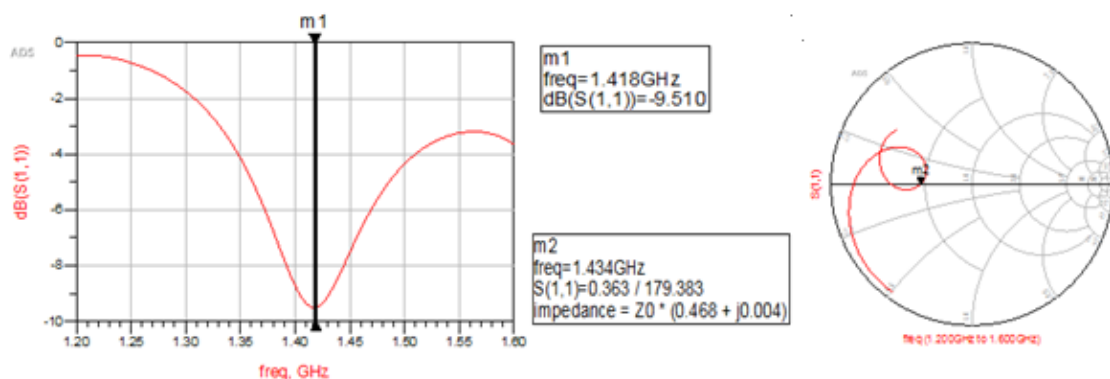
Se define un rango frecuencial de 1 GHz para la simulación, que va de 0,5 GHz a 1,5 GHz, con cien puntos de resolución.



**Fig. 3.12** Substrato y configuración de la simulación de parámetros S.

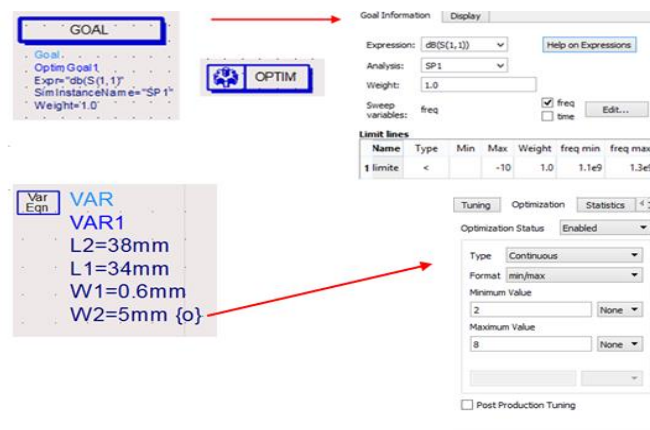
Lanzamos la simulación del conjunto y observamos (ver **Fig. 3.13**) que los resultados no son los esperados. La adaptación del sistema ha empeorado considerablemente y la frecuencia central se sitúa por encima de la frecuencia que se pretendía obtener.

Esto implica que se debe de volver a reajustar la dimensión del *BALUN*, tanto las longitudes como las anchuras para que el sistema esté bien adaptado. Las anchuras de las líneas juegan un papel decisivo en la adaptación, por lo que, en primer lugar, actuaremos sobre éstas para mejorar este aspecto. En cuanto al desplazamiento en frecuencia, existen dos posibles soluciones. La primera, es incrementar las dimensiones del dipolo doblado, ya que ahora, la frecuencia central está en 1,4 GHz y nos interesa que se sitúe alrededor de 1,2 GHz. La segunda opción, es modificar las longitudes del *BALUN*, y ver los resultados al aumentarlas o disminuirlas.



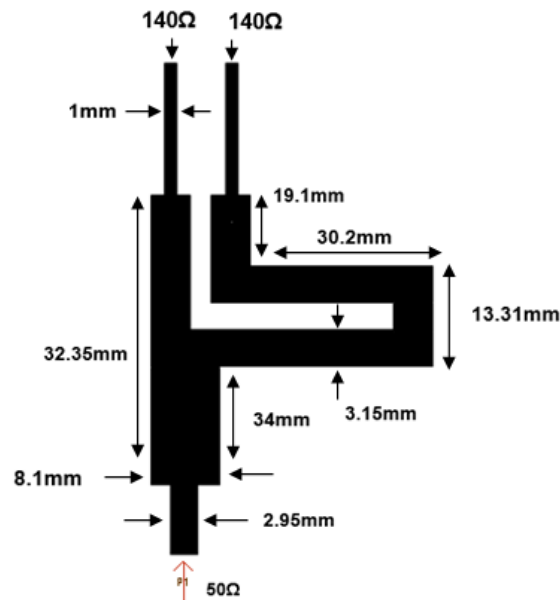
**Fig. 3.13** Pérdidas de retorno (S11) y carta de Smith del conjunto Dipolo doblado-BALUN.

Para optimizar estos parámetros, se utiliza la herramienta *Optim and Goal*, disponible en el ADS, se ajustan las dimensiones para mejorar las pérdidas de retorno (S11). Antes de lanzar la simulación, se define el rango en el que vamos a optimizar la antena y el umbral máximo de las pérdidas de retorno. La configuración utilizada se muestra en la **Fig. 3.14**.



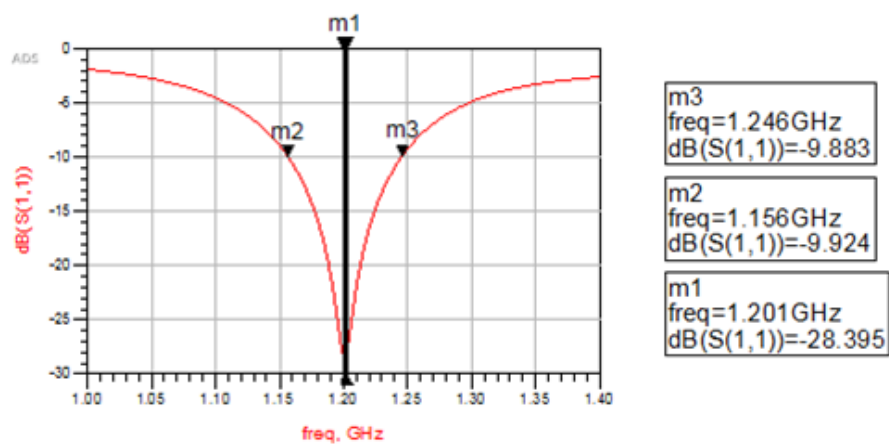
**Fig. 3.14** Configuración del optimizador en función de las pérdidas de retorno.

Se lanzan múltiples simulaciones, reajustando las dimensiones de las diferentes líneas microstrip que conforman el sistema, logrando finalmente los valores que hacen que el *BALUN* adapte la impedancia a  $50\Omega$ . En la **Fig. 3.15**, se muestra las longitudes del sistema de adaptación ajustado.

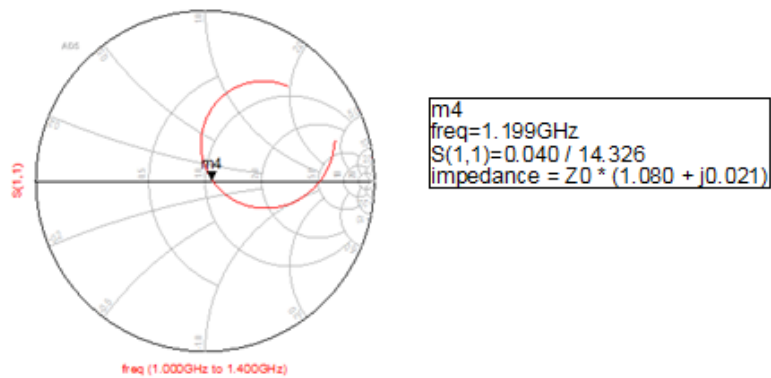


**Fig. 3.15** Dimensión del *BALUN* optimizado para adaptar la impedancia a  $50\Omega$ .

En la **Fig. 3.16**, se puede ver la simulación de las pérdidas de retorno del conjunto en el esquemático, a partir de las dimensiones especificadas en la **Fig. 3.15**. Por otro lado, en la **Fig. 3.17** se muestra la adaptación en la carta de Smith.

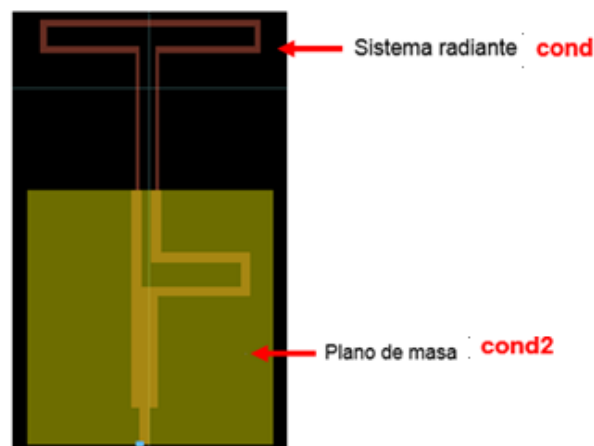


**Fig. 3.16** Resultado del parámetro  $S_{11}$  del conjunto dipolo doblado-BALUN.



**Fig. 3.17** Adaptación del conjunto en la carta de Smith.

El siguiente paso es trasladar el conjunto al *Layout* para examinar si los resultados obtenidos en el esquemático se mantienen simulándolos con *Momentum*. En la **Fig. 3.18**, se muestra el conjunto dipolo doblado-*BALUN* en el *Layout*.

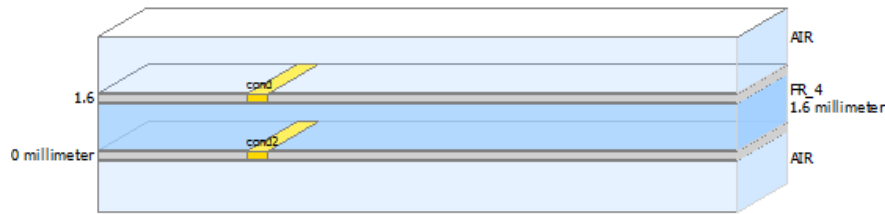


**Fig. 3.18** Conjunto dipolo doblado-*BALUN* implementado en el *Layout* con plano de masa finito.

Para obtener resultados coherentes, es importante no dejar el plano de masa infinito que aplica el ADS por defecto, dado que un plano de tierra infinito por debajo de la zona radiante crearía efecto no deseados en su patrón de radiación. Por este motivo, se debe ubicar el plano de masa únicamente en la zona donde se encuentra el *BALUN*, dejando libre la antena.

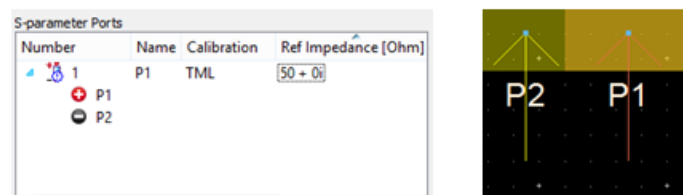
En la generación del plano de masa finito, se usa la capa cond2 para dibujar la forma del terreno finito con las dimensiones deseadas y se sitúa en el punto de interés.

En el modelo de capas (ver **Fig. 3.19**) se debe definir la capa cond2 como el plano de tierra.



**Fig. 3.19** Configuración del modelo de capas para un plano de masa finito.

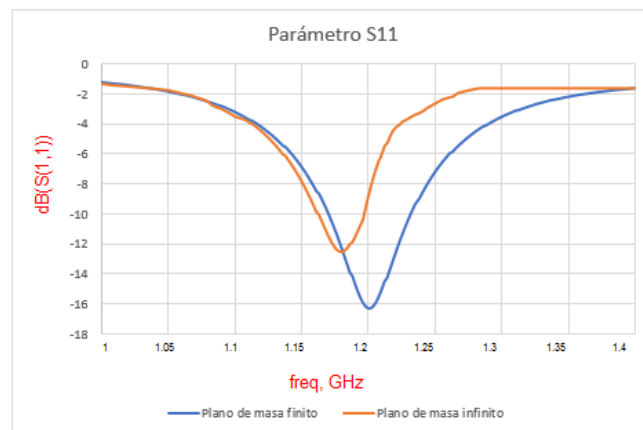
La configuración de los puertos también juega un papel muy importante en la implementación de un plano de masa finito. Desde el *Layout*, y en la zona que delimita el plano de masa, se coloca un nuevo pin. La configuración de los puertos se muestra en la **Fig. 3.20**.



**Fig. 3.20** Configuración de los puertos para un plano de masa finito.

El ADS por defecto, marca los dos puertos con una terminación de  $50\Omega$  cada uno, pero esto no es correcto ya que P2 debe actuar como -ve pin para P1, por lo que se debe poner el puerto positivo de P2 en el puerto negativo de P1. Otro factor a tener en cuenta es que los puertos se deben colocar ligeramente dentro del polígono (Ver **Fig. 3.20**), ya que, si se coloca en el borde del plano del plano de tierra, el puerto estaría en todo el ancho del borde, y no sería válido porque el borde es eléctricamente muy grande.

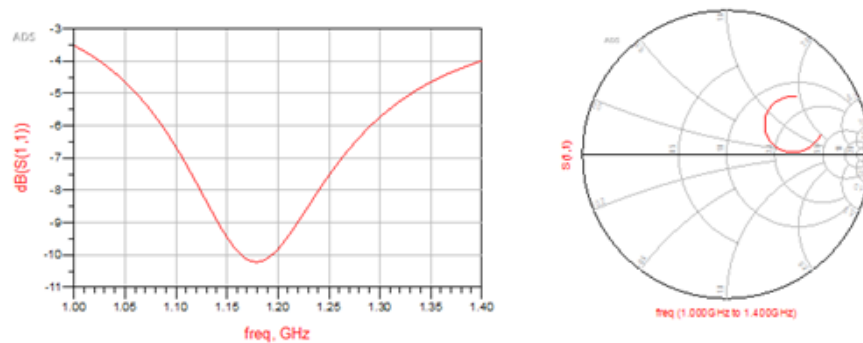
Para ver la importancia que tiene la implementación del plano de masa finito, en la **Fig. 3.21**, se muestra la diferencia del coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ) en el conjunto dipolo doblado-BALUN con plano de masa finito y plano de masa infinito.



**Fig. 3.21** Simulación de la antena con plano de masa finito e infinito.



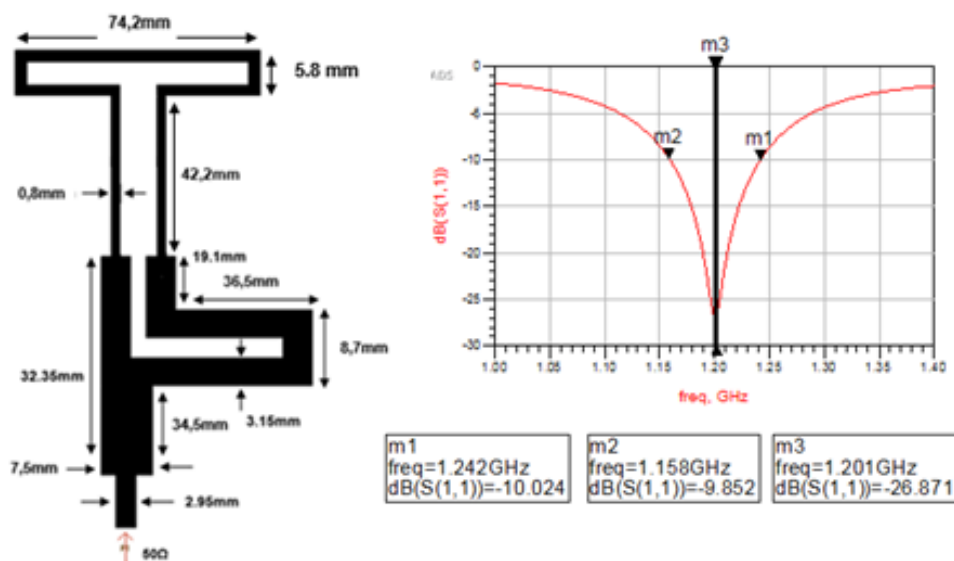
Con las configuraciones hechas, se procede a lanzar la simulación con *Momentum*, obteniendo los resultados que se muestran en la **Fig. 3.22**.



**Fig. 3.22** Resultado de la simulación del conjunto dipolo doblado-BALUN en con *Momentum*.

Como vemos, la simulación realizada a través de *Momentum* no ofrece los mismos resultados que la simulación lanzada en el esquemático. Esto es debido a que *Momentum* es un simulador electromagnético que analiza el circuito impreso mediante el método de los momentos, aplicando las propiedades del electromagnetismo. Tiene en cuenta las líneas impresas y el entorno, superficie del dieléctrico y planos de masa. La simulación con el esquemático solo tiene en cuenta las propiedades de las líneas microstrip y no el entorno.

Desde el *Layout*, se modifican las dimensiones tanto de la antena como del Balun para acercarnos a los valores obtenidos en el esquemático. La **Fig. 3.23** muestra el resultado final y las dimensiones que se utilizarán para la fabricación de este segundo modelo.

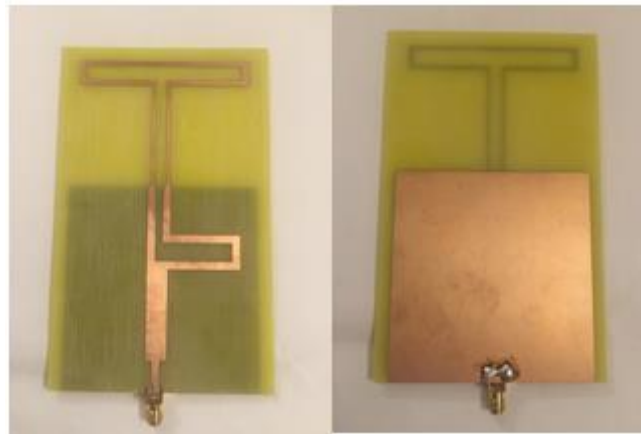


**Fig. 3.23** Dimensiones y simulación del parámetro S11 del conjunto.

### 3.4 Fabricación y medida del conjunto dipolo doblado-BALUN

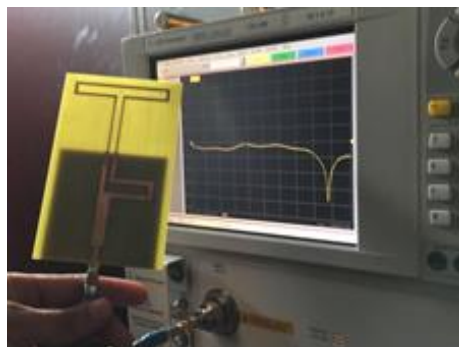
Tras el estudio, diseño y simulación de los apartados anteriores, se procede a la fabricación de la antena para su posterior medida, de manera que se pueda comprobar si cumple los objetivos marcados en el proyecto y conseguidos en la simulación.

En la **Fig. 3.24**, se muestra el resultado de la fabricación. En la imagen que aparece a la derecha se observa el dipolo doblado junto con el *BALUN*, mientras que en la imagen de la izquierda podemos ver el plano de masa finito.



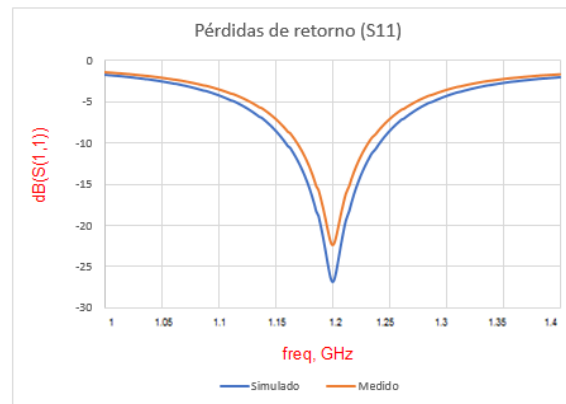
**Fig. 3.24** Conjunto dipolo doblado-*BALUN* fabricado.

En una primera instancia, se realizó la conexión del conector SMA dejando una pequeña separación entre el pin del conector y la línea microstrip de alimentación de la antena. Al realizarse las medidas en el analizador de redes, se observó que no eran resultados óptimos ya que no había un buen acoplamiento para la frecuencia de resonancia en la que estábamos trabajando (1,2 GHz). Analizando las causas que podían afectar directamente a dichos efectos negativos, concluimos que la conexión no era eficiente, y que se tenían que volver a soldar los componentes para generar contacto entre el pin del SMA y la pista. En la **Fig. 3.25**, se reflejan las medidas del parámetro S11 realizadas en el analizador de redes para este modelo.



**Fig. 3.25** Medida del módulo del parámetro S11 en el analizador de redes.

En el analizador de redes se define un rango de barrido en frecuencia que va de 1 GHz a 1,2 GHz, igual que el utilizado en la simulación del ADS. Las curvas de adaptación resultantes de la simulación y la medida se observan en la **Fig. 3.26**.



**Fig. 3.26** Pérdidas de retorno simuladas y medidas.

Los resultados medidos en el analizador de redes son prácticamente idénticos a los simulados en el ADS. Existen pequeñas diferencias en los valores de magnitud entre simulación y medida, debido a que no se han considerado las pérdidas del material en la simulación realizada en el ADS. Se observa que, el ancho de banda medido son 80 MHz, que era el objetivo inicial propuesto y también se puede ver que para la frecuencia central (1,2 GHz) presenta una buena adaptación, ya que el valor del parámetro  $S_{11}$  es inferior a -20dB.

## CAPÍTULO 4. ANTENA MEANDRO

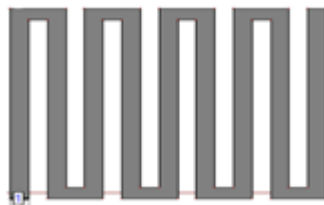
### 4.1 Introducción a las antenas meandro

El reto de disminuir el tamaño de una antena construida a partir de alambres es de gran importancia en el marco actual, ya que múltiples aplicaciones que trabajan en las bandas de HF, VHF y UHF requieren ventajas de portabilidad y mimetización.

La antena meandro es una antena que dispone la longitud de pista requerida para que la antena sea resonante siguiendo un trazado doblado hacia atrás y adelante. De esta forma resulta una estructura mucho más compacta de la que se obtendría de otro modo. Sus reducidas dimensiones hacen que sea una antena atractiva y efectiva para la banda inferior de nuestro rango de actuación, que se sitúa alrededor de los 900 MHz. En contrapartida, la reducción del tamaño de la antena tiene consecuencias negativas como el deterioro en la eficiencia de radiación o la limitación en el ancho de banda.

Este tipo de antenas están pensadas para ser utilizadas en la telefonía móvil, principalmente porque sus reducidas dimensiones ayudan a combatir las limitaciones que presentan ante la constante evolución de las tecnologías.

Existen múltiples modelos de antena meandro, en este proyecto, se va a diseñar una antena de línea de meandro (MLA). En la **Fig. 5.1**, se muestra la geometría de la antena de línea de meandro.



**Fig. 4.1** Geometría de la antena de línea meandro (MLA).

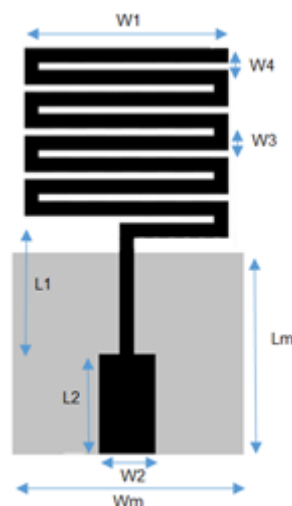
La frecuencia de resonancia y otras características de la antena dependen principalmente del número de secciones por longitud de onda ( $N$ ) y de la separación de los brazos plegados ( $w$ ). El tramo que separa las secciones suele ser bastante más pequeño que la longitud de éstas. Esto hace que las radiaciones que puedan aparecer debido a las porciones horizontales se vean reducidas. Se debe buscar un compromiso entre el tamaño de la antena y el ancho de banda, puesto que si aumentamos el número de secciones ( $N$ ) estamos mejorando considerablemente el ancho de banda, pero en contrapartida estamos haciendo la antena más grande.

## 4.2 Elección de la antena de línea de meandro

En este apartado, y a diferencia de los otros dos modelos de antena implementados, no se realiza un diseño en función de expresiones teóricas, sino que se realiza una búsqueda para determinar aquella antena de línea de meandro que mejor se ajusta a nuestro marco de actuación [16]. Como se ha citado en el apartado anterior, se busca un prototipo que opere alrededor de 900 MHz, cubriendo un rango frecuencial de 850 MHz a 950 MHz, intentando en la medida de lo posible, no limitar en exceso el ancho de banda.

Otro factor que se debe de tener en cuenta es, que el modelo presente una buena adaptación a  $50\Omega$ .

Se realiza la búsqueda y se encuentran varios modelos que podrían ser implementados en nuestro proyecto. El que más se acerca a nuestros requerimientos es el presentado en la **Fig. 4.2**, puesto que opera a una frecuencia cercana a la que se quiere trabajar. Otro factor, que hace que este modelo sea atractivo para el proyecto, es la reducción en el tamaño que ofrece. El único inconveniente que ofrece es la limitación en el ancho de banda, como en la mayoría de modelos encontrados con estas características.



**Fig. 4.2** Geometría y dimensiones de la antena de línea de meandro.

Según la hoja de especificaciones de la antena, opera a una frecuencia de 850 MHz y tiene 75 MHz de ancho de banda, esto es debido al número de secciones por longitud de onda ( $N$ ), la separación entre las secciones ( $w$ ) y el grosor de las pistas que la conforman.

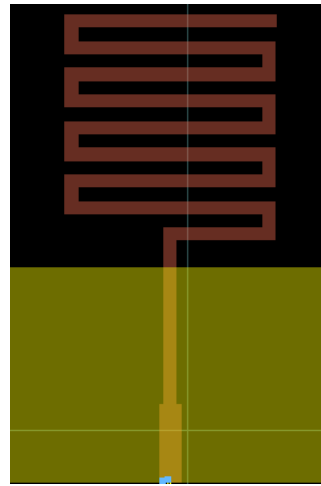
Llevado a la práctica, se deberán optimizar estos parámetros, para poder desplazar el rango frecuencial de operación y mantener el ancho de banda. Por otra parte, para lograr adaptar la antena a  $50\Omega$ , se deberá optimizar los valores de  $L1$ ,  $L2$ ,  $W2$  y  $W3$ , definidos en la **Fig. 4.2**.

### 4.3 Simulación de la antena de línea de meandro

En este apartado se pretenden encontrar aquellas dimensiones que nos permitan operar a 900 MHz. A partir de la antena elegida, se realizarán los cambios necesarios para lograr tener un sistema, que ofrezca las características para trabajar en la banda frecuencial deseada y sin limitar excesivamente el ancho de banda.

Se realiza el diseño en el *Layout* a partir de las dimensiones que se muestran en la **Tabla. 4.1**, que corresponden con las longitudes detalladas en la **Fig. 4.2**. Por otra parte, en la **Fig. 4.3**, se muestra el diseño de la antena en el *Layout*.

Parámetros	Valores (mm)
L1	12,27
L2	5,93
Lm	16,2
W1	15,5
W2	1,62
W3	1
W4	1
Wm	23,5

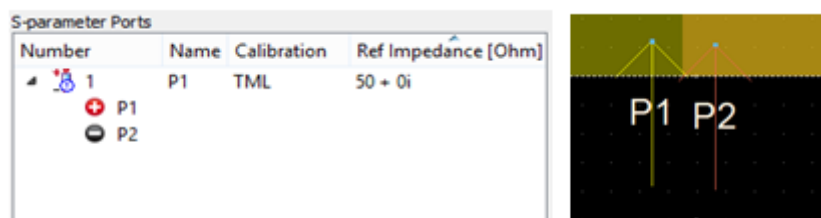


**Tabla. 4.1** Dimensiones de la antena de línea de meandro elegida.

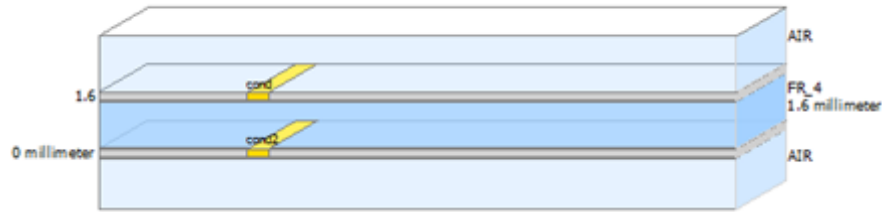
**Fig. 4.3** Diseño en el *Layout*.

El substrato utilizado es la fibra de vidrio (FR4). El plano de masa de esta antena se debe definir como plano de masa finito, igual que la antena vista en el capítulo anterior, por lo que se realiza la misma configuración de capas y puertos para definirlo.

En la **Fig. 4.4**, se detalla donde se colocan y como se configuración de puertos y, en la **Fig. 4.5**, la configuración del modelo de capas del substrato.

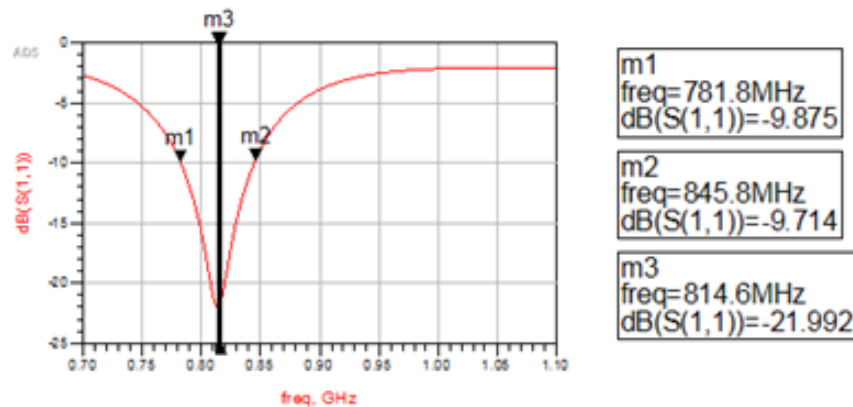


**Fig. 4.4** Ubicación y configuración de puertos.

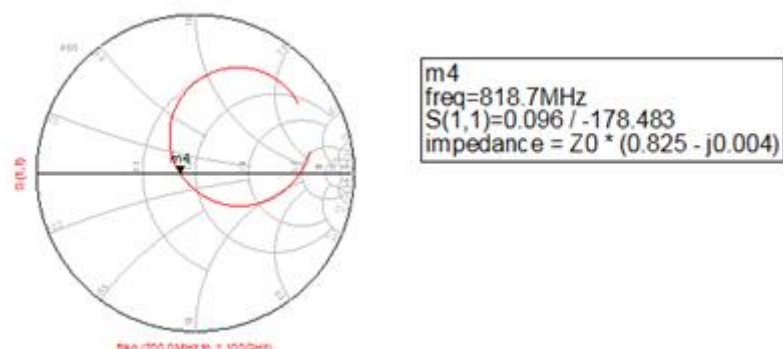


**Fig. 4.5** Configuración del modelo de capas.

Una vez hechas todas las configuraciones necesarias, se lanza la simulación fijando un rango frecuencial que va de 700 MHz a 1,1 GHz. Las pérdidas de retorno se muestran en la **Fig. 4.6** y la adaptación en la carta de Smith en la **Fig. 4.7**.



**Fig. 4.6** Pérdidas de retorno (S11) de la antena de línea de meandro seleccionada.



**Fig. 4.7** Adaptación en la Carta de Smith de la antena de línea de meandro seleccionada.

Analizando los resultados obtenidos, observamos que la frecuencia central no se sitúa en 850 MHz y el ancho de banda no son 80 MHz como se ha visto en la hoja de especificaciones.

Esto puede deberse a que en nuestro proyecto se utiliza la fibra de vidrio como sustrato, y en el modelo buscado se utiliza el Arlon. Depende de la constante dieléctrica que presenta el material, los resultados pueden variar considerablemente, ya que cada uno introduce pérdidas en diferente medida.

Tomando como referencia las dimensiones que presenta la antena seleccionada, y a partir de éstas, se realizan múltiples simulaciones, variando el número de secciones, la longitud y la separación entre éstas, con el objetivo de desplazar la frecuencia a 900 MHz, mantener el ancho de banda y la adaptación a  $50\Omega$ .

Basándonos en los resultados obtenidos, se hace una selección de las simulaciones más relevantes y se presentan en la **Tabla. 4.2**.

SM	Número de secciones (N)	Longitud de las secciones (mm)	Separación entre secciones (mm)	Pérdidas de retorno (dB)	Ancho de banda (MHz)	Frecuencia central (MHz)
1	4	15.5	1	21,992	64	814
2	4	16	2	31,34	59	895
3	4	16.9	1	38.341	60	900
4	4	16	0.5	24,851	62	901
5	5	15	0.7	28,698	92	965
6	5	18	1	30.598	89	946
7	3	15,5	1	41.456	49	785

**Tabla. 4.2** Resultados obtenidos a partir de la variación de las dimensiones.

Viendo los resultados anteriores, se justifica que al aumentar el número de secciones se consigue aumentar el ancho de banda, pero para hacer que, con un número más elevado de secciones, la frecuencia central se sitúe en 900 MHz se debe aumentar considerablemente el tamaño de la antena. En este trabajo, se le da más valor a tener una antena de dimensiones reducidas que al ancho de banda, sin limitarlo excesivamente. También se concluye que el valor óptimo en la separación es 1mm, ya que al aumentarlo o disminuirlo no se consiguen tan buenos resultados en el parámetro S11.

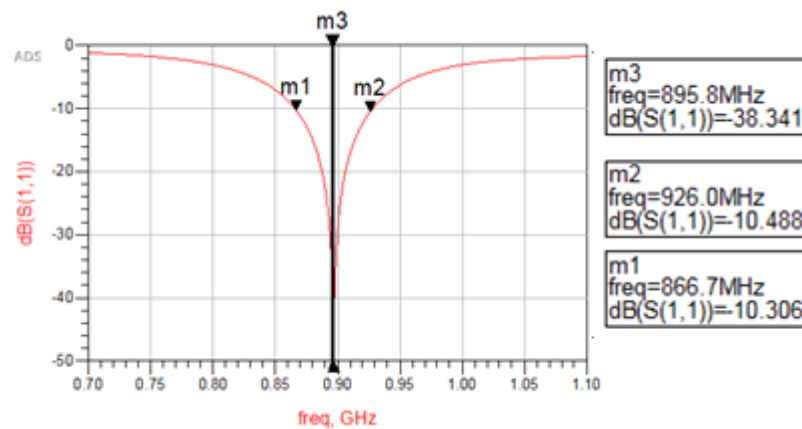
En la **Tabla. 4.3**, se muestra la longitud y anchura seleccionados para ajustar la adaptación.

L1 (mm)	L2 (mm)	W2 (mm)	W3 (mm)
13,02	6,2	1,8	1

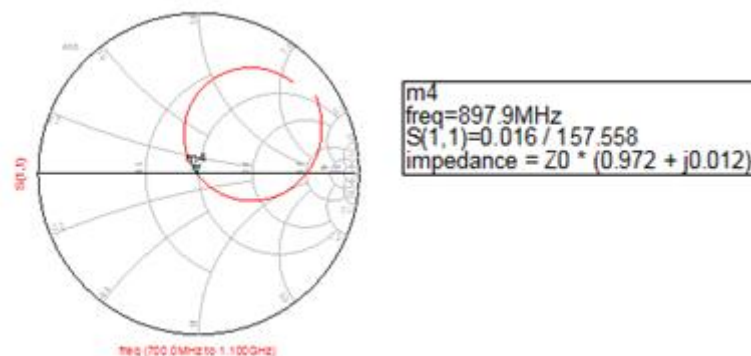
**Tabla. 4.3** Resultados obtenidos a partir de la variación de las dimensiones.



Las dimensiones elegidas serán las que corresponden a la tercera simulación, junto con los valores vistos en la **Tabla. 4.3**, ya que la frecuencia central se sitúa en torno a los 900 MHz y se consigue la adaptación a 50Ω. En las **Fig. 4.8** y **Fig. 4.9**, se muestra el resultado final.



**Fig. 4.8** Pérdidas de retorno (S11) de la antena de línea de meandro reajustada.



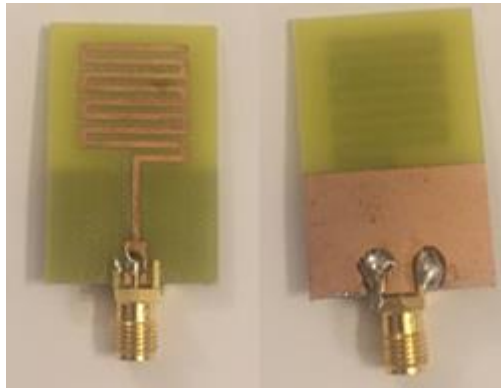
**Fig. 4.9** Adaptación en la Carta de Smith del diseño final.

#### 4.4 Fabricación y medida de la antena de línea de meandro

Tras el estudio, diseño y simulación de los apartados anteriores, se procede a la fabricación de la antena para su posterior medida, de manera que se pueda comprobar si cumple los objetivos marcados en el proyecto y conseguidos en la simulación.

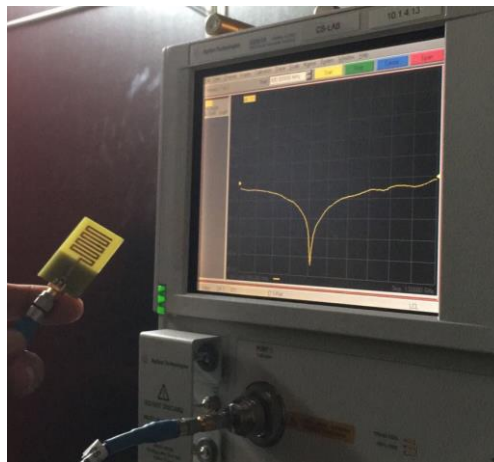
Una vez fabricada, se puede ver en la **Fig. 4.10**, que se trata de una antena de reducido tamaño respecto a los dos prototipos vistos anteriormente.

También se puede observar que no es un plano de masa que cubre la parte posterior en su totalidad, sino que se evita llegar a la altura del elemento radiante para evitar efectos indeseados en la radiación.



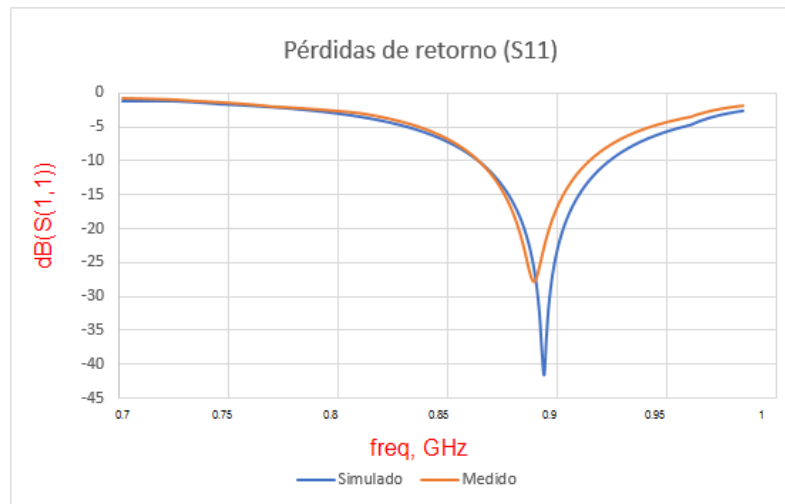
**Fig. 4.10** Vista frontal (izquierda) y vista trasera (derecha) de la antena fabricada.

En la **Fig. 4.11**, se muestra la medida del módulo del parámetro  $S_{11}$  en el analizador de redes vectorial.



**Fig. 4.11** Medida del parámetro  $S_{11}$  en el analizador de redes.

En el analizador de redes se define un rango de barrido en frecuencia que va de 700 MHz a 1 GHz, igual que el utilizado en la simulación del ADS. Las curvas de adaptación resultantes de la simulación y la medida se observan en la **Fig. 4.12**.



**Fig. 4.12** Pérdidas de retorno simuladas y medidas.

Como en las dos antenas vistas anteriormente, los resultados medidos en el analizador de redes y los simulados en el ADS están muy próximos. En este prototipo, el desplazamiento en frecuencia es mayor, también debido a que en la simulación realizada en el ADS no se han tenido en cuenta las pérdidas que introduce la fibra de vidrio. Este material no garantiza un valor de constante dieléctrica concreto y constante en toda la placa, como si lo hacen otros substratos específicos de RF, como el Arlon. La diferencia es poco significativa, además el acoplamiento es bueno ya que, para la frecuencia de 900 MHz, las pérdidas de retorno son aproximadamente de 27dB. El ancho de banda también cumple los requisitos iniciales impuesto, ya que supera los 80 MHz.

## **CAPÍTULO 5. EXTRACCIÓN DE SEÑALES MEDIANTE LAS ANTENAS DISEÑADAS**

### **5.1 Introducción**

En este capítulo se llevan a cabo todas las medidas que permitan a las tres antenas fabricadas captar señales a la frecuencia de operación para la que han sido diseñadas. La realización de las medidas se lleva a cabo en el Centro de Telecomunicaciones de Cataluña (CTTC).

En una primera instancia, se comprueba que cada una de las antenas es capaz de captar señales en su frecuencia de operación. Para ello se realiza una primera medida, basada en el principio de reciprocidad de las antenas. La antena transmisora radiará la señal proporcionada por el generador de RF y ésta deberá ser captada por la antena receptora para la frecuencia seleccionada. Posteriormente se prueba si a partir de las antenas es posible extraer cualquier tipo de señal del espacio radioeléctrico, para la banda frecuencial en la que estamos operando (900 MHz-1,2 GHz). Por último, se realiza la prueba que consiste en llevar la instrumentación a la cámara anecoica para intentar extraer señales de un ordenador. En esta última prueba, nos interesa estar libre de interferencias para determinar que aquellas señales captadas provienen realmente del ordenador.

### **5.2 Equipos utilizados**

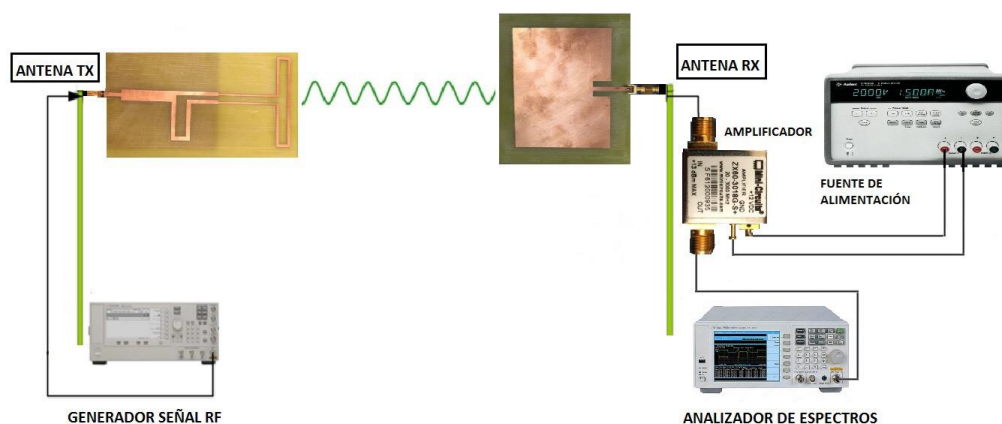
Los equipos empleados para poder realizar la toma de medidas se muestran a continuación.

- Analizador de espectros Agilent E4445A, cuyo rango de frecuencias de trabajo es de: 3 Hz a 13,2 GHz.
- Fuente de alimentación Agilent E3648A, con un rango que llega hasta 8V y otro que llega hasta 20V.
- Amplificador ZX60-3018G-S+ de Minicircuits. Presenta una ganancia de 23dB, un ancho de banda de 20MHz a 3Ghz y una figura de ruido de 2,7dB.
- Generador de señales Agilent E8257D, cuyo rango de frecuencias de trabajo es de: 250 KHz a 25 GHz.
- Conectores SMA de 3,5mm.
- Cámara anecoica.

### 5.3 Montaje de los diferentes escenarios de medida

Como se ha comentado en la introducción, se van a realizar tres pruebas de medida, en cada una de ellas, el montaje y la configuración de los equipos es diferente. En este apartado veremos los tres escenarios de medida definidos.

En la **Fig. 5.1** se muestra el montaje del conjunto para realizar la primera medida.



**Fig. 5.1** Montaje de los equipos para la primera medida.

Como podemos observar en la **Fig. 5.1**, en la primera medida que se va a realizar, el generador de RF le proporciona una señal eléctrica a la antena que tiene conectada. Esta antena se comportará como antena transmisora y radiará la señal hacia el espacio libre. A una cierta distancia se colocará la antena receptora que captará la señal. Esta señal será amplificada por el amplificador y finalmente visualizada en el analizador de espectros.

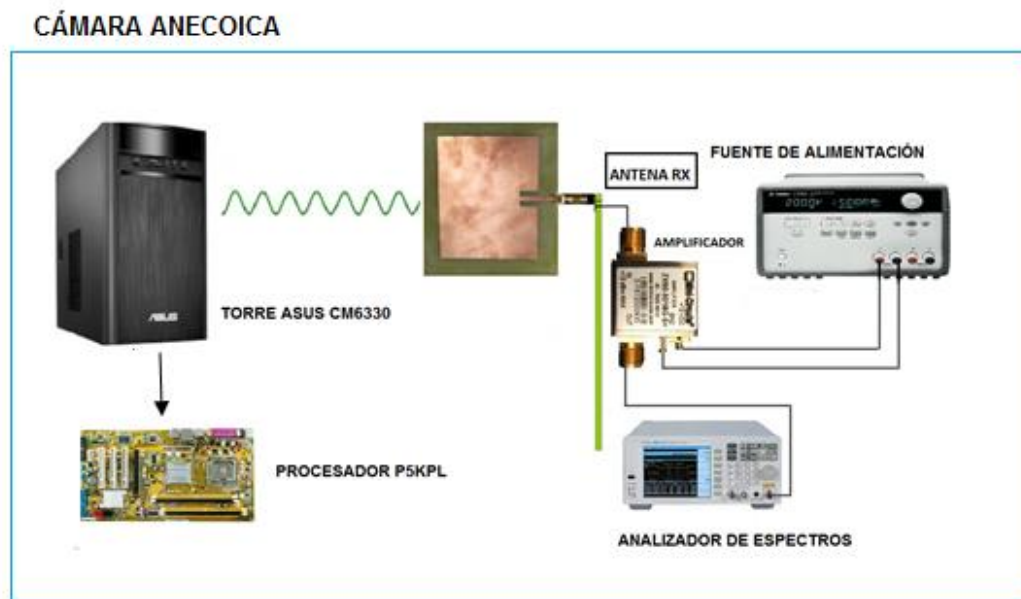
En una primera medida, se implementó el conjunto sin el amplificador, observando que la señal radiada por la antena transmisora estaba muy próxima al umbral de ruido (-70dBm). Al tratarse de señales tan débiles, es necesario la implementación de un amplificador para poder diferenciar la señal útil de la señal de ruido. Los parámetros que se deben de tener en cuenta a la hora de elegir el amplificador son el rango frecuencial de trabajo (900 MHz-1,2 GHz), y cuanto se quiere amplificar la señal, en nuestro caso se requiere una ganancia mínima de 20dB para obtener resultados óptimos y un factor de ruido reducido. En el Anexo C se detallan las especificaciones del amplificador utilizado. El amplificador requiere una alimentación de 12V en corriente continua que es proporcionada por la fuente de alimentación.

El montaje de los equipos para la segunda prueba de medida es muy parecido al de la primera medida, a diferencia de que en ésta no se utiliza el generador de señales para proporcionar la señal. En este segundo caso se intentará captar cualquier tipo de señal que se encuentre en el rango frecuencial en el que estamos trabajando. En la **Fig. 5.2** se muestra el segundo escenario de medida.



**Fig. 5.2** Montaje de los equipos para la segunda medida.

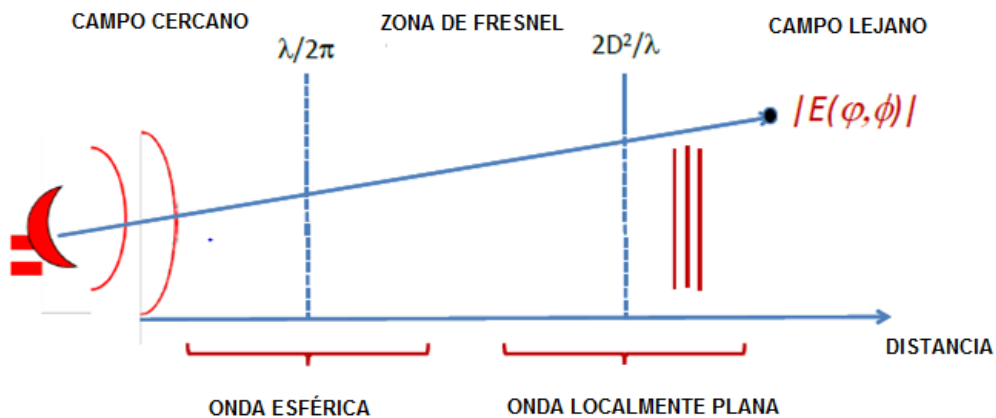
En la tercera y última prueba, el montaje se lleva a cabo en la cámara anecoica. El objetivo no es otro que el de simular el “espacio libre” de manera que las mediciones realizadas procedan únicamente de la radiación emitida por el ordenador. En la **Fig. 5.3** se observa el escenario de la última prueba.



**Fig. 5.3** Montaje de los equipos para la tercera medida.

## 5.4 Los límites entre el campo cercano y el campo lejano

Antes de realizar las medidas entre las antenas, es importante definir el umbral que separa el campo cercano del campo lejano ya que el objetivo es realizar las medidas en campo lejano. En **Fig. 5.4**, se muestran las diferentes regiones y el comportamiento de la onda electromagnética a medida que se aleja de la antena transmisora.



**Fig. 5.4** Zona que delimita las tres regiones.

Existen múltiples expresiones para determinar dónde empieza el campo lejano, pero cuando se habla de antenas la expresión utilizada es la siguiente:

$$\frac{2D^2}{\lambda} \quad (5.1)$$

Donde  $D$  es la mayor dimensión de la antena transmisora. En la **Tabla. 5.1** se muestra a la distancia que empieza el campo lejano en función de las dimensiones de cada antena diseñada.

Antenas diseñadas	Distancia (cm)
Antena tipo parche	4,26
Dipolo doblado	3,75
Antena de línea de meandro	1.72

**Tabla. 5.1** Distancia a la que empieza el campo lejano de cada antena.

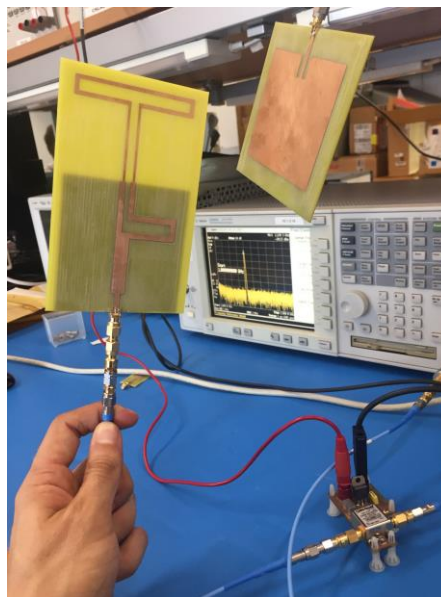
## 5.5 Funcionamiento de las antenas diseñadas

En este apartado se pretende demostrar que las tres antenas diseñadas son capaces de captar la señal producida por el generador de RF a cada una de las frecuencias para las que han sido diseñadas.

La medida se realizará con una separación de 20cm entre las antenas. En los resultados obtenidos se tienen en cuenta la ganancia introducida por el amplificador (23dB), las pérdidas introducidas por cables y conectores y las pérdidas producidas por la propagación en el espacio libre, ya que la medida se realiza en campo lejano.

Para lograr una potencia máxima de transferencia entre ambas antenas es ideal que la polarización de estas se a la misma en ambos extremos de la comunicación. Las antenas están verticalmente polarizadas. Las variaciones del vector de campo eléctrico están contenidas en una única dirección. Se comprueba que al cambiar la orientación de una de las dos antenas hay una reducción considerable de potencia transferida.

En la **Fig. 5.5** se observa una de las medidas realizadas, con la antena tipo parche como transmisora y el dipolo doblado como antena receptora. En el ejemplo presentado en la **Fig. 5.5**, las antenas no están acopladas en polarización.



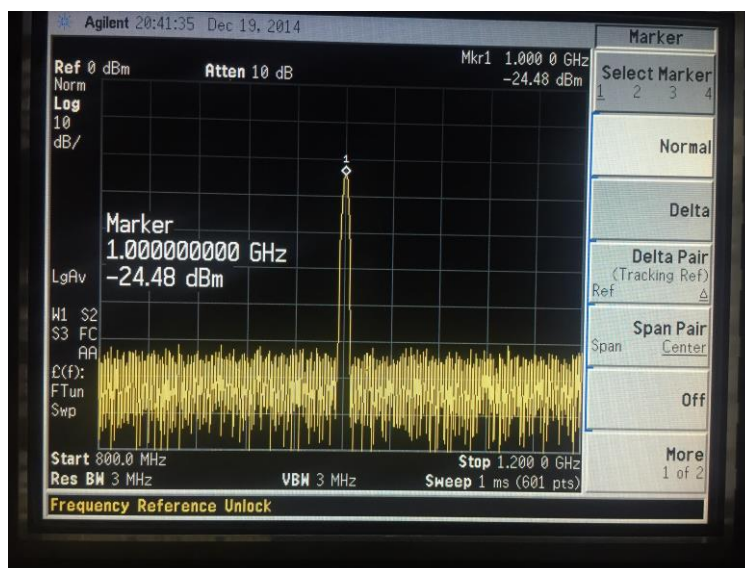
**Fig. 5.5** Primera prueba realizada en el laboratorio.

### 5.5.2 Resultados experimentales de la antena tipo parche

Se utiliza la antena de línea de meandro como antena transmisora y la antena tipo parche como antena receptora. El generador de señales se configura con



una frecuencia de 1 GHz y un rango frecuencial que va de 800 MHz a 1,2 GHz. En la **Fig. 5.6** se muestran los resultados obtenidos.

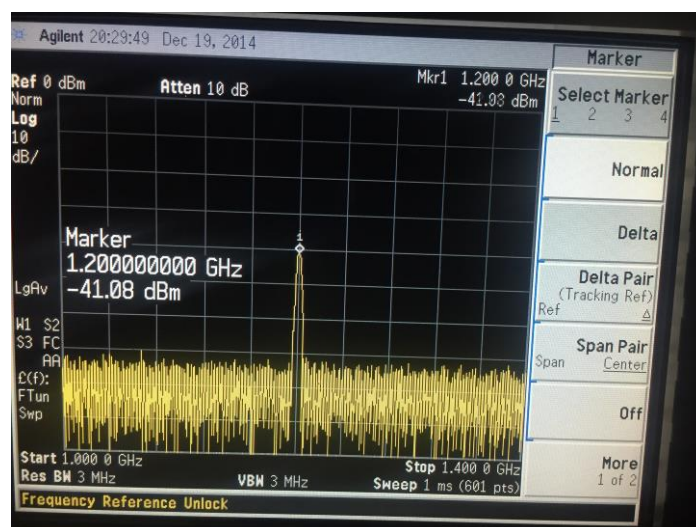


**Fig. 5.6** Resultados de la antenna tipo parche en recepción a 1 GHz.

En la **Fig. 5.6** se observa que la potencia recibida es de -24,48 dBm para la frecuencia de 1 GHz. Es posible captar la señal radiada por la antenna transmisora a 1 GHz, por lo que se verifica que la antenna ha sido diseñada correctamente para dicha frecuencia.

### 5.5.2 Resultados experimentales del dipolo doblado

Se utiliza la antenna tipo parche como antenna transmisora y el dipolo doblado como antenna receptora para comprobar que ésta última es capaz de captar la señal generada por el generador de RF y radiada por la antenna tipo parche. En la **Fig. 5.7** se muestran los resultados.

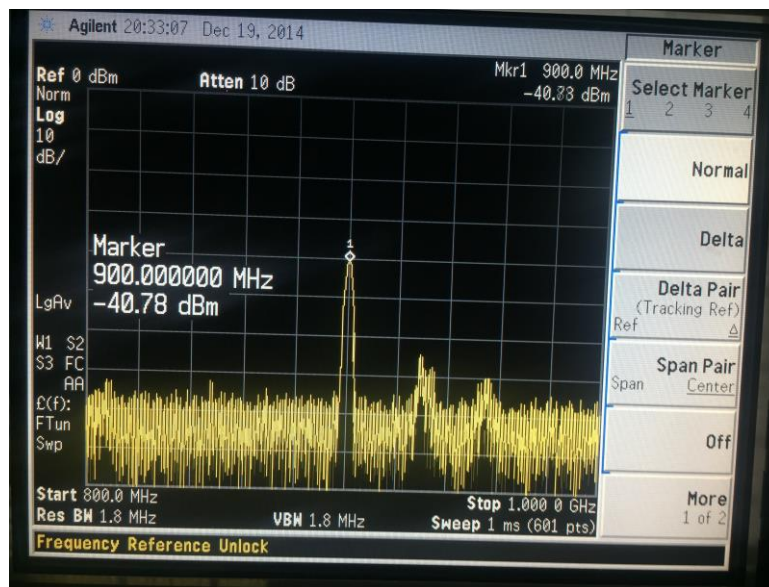


**Fig. 5.7** Resultados del dipolo doblado en recepción a 1,2 GHz.

En la **Fig. 5.7** se observa que la antenna es capaz de captar la señal generada a 1,2 GHz con una potencia de recepción de -41,08 dBm.

### 5.5.3 Resultados experimentales de la antenna de línea de meandro

En este caso se utiliza la antenna de tipo parche como antenna transmisora y la antenna de línea de meandro como antenna receptora. En la **Fig. 5.8**, se muestran los resultados obtenidos en el analizador de espectros.



**Fig. 5.8** Resultados de la antenna de línea de meandro en recepción a 900MHz.

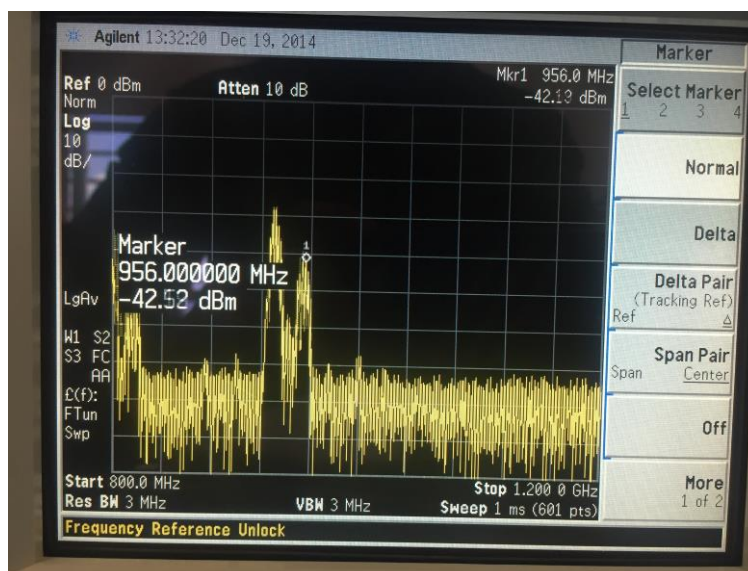
Al igual que en los otros dos prototipos medidos, se comprueba que la antenna responde adecuadamente a la frecuencia para la que ha sido diseñada, ya que en 900 MHz recibe la señal con una potencia de -40,78dBm.

## 5.6 Extracción de señales en la banda de operación 900 MHz-1,2 GHz

Una vez realizada la comprobación de que las tres antenas son capaces de captar señales en sus respectivas frecuencias a partir de una señal generada por el generador de RF, se pretende extraer cualquier tipo de señal que se encuentre dentro del rango frecuencial que hemos definido en este trabajo.

### 5.6.1 Extracción de señales mediante la antenna tipo parche

A partir de la configuración vista en la **Fig. 5.2**, se realiza la medida con la antenna tipo parche. En el analizador de espectros se define un rango frecuencial que va de 800 MHz a 1,2GHz. En la **Fig. 5.9** se muestran los resultados.



**Fig. 5.9** Resultados obtenidos en el analizador de espectros.

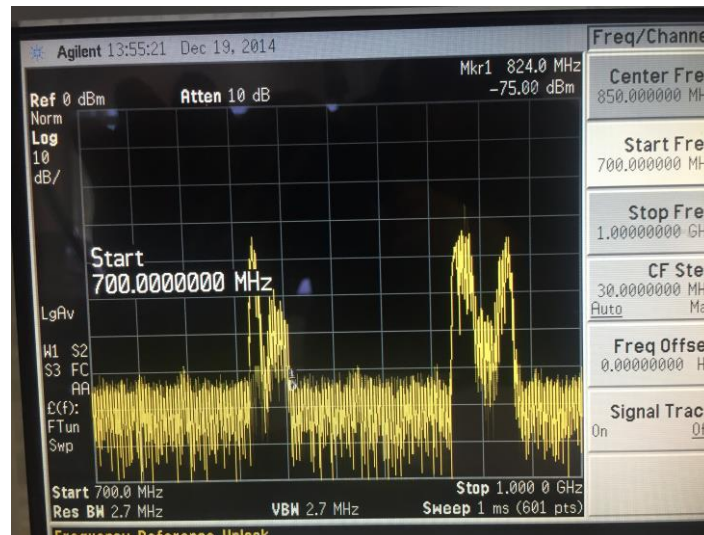
Como se puede observar en la **Fig. 5.9**, la antenna tipo parche capta varias señales en la banda de frecuencias en la que trabajamos. La banda de los 900MHz es una banda muy saturada, utilizada por telefonía móvil 2G (GSM). Es una banda utilizada por los operadores para ofrecer 3G. Por este motivo creemos que las señales que se observan en el analizador de espectros corresponden a operadores de telefonía móvil operando en estas frecuencias. En la **Tabla. 5.2** se muestran los resultados experimentales.

Frecuencia (MHz)	Potencia recibida (dBm)
930	-35,6
956	-42,52

**Tabla. 5.2** Señales captadas por la antenna tipo parche en nuestro rango de operación.

### 5.6.2 Extracción de señales mediante la antena de línea de meandro

Siguiendo la configuración de la **Fig. 5.2**, se lleva a cabo la medida con la antena de línea de meandro. Se define un rango de frecuencia que va de 700 MHz a 1 GHz en el analizador de espectros. En la **Fig. 5.10** se observan los resultados obtenidos en el analizador de espectros para esta antena.



**Fig. 5.10** Resultados obtenidos en el analizador de espectros.

En la medida de la antena de línea de meandro y para el rango frecuencial establecido, se observa (ver **Fig. 5.10**) que se logran captar dos señales muy bien diferenciadas del umbral de ruido. Una se sitúa en torno a los 800 MHz y la otra alrededor de los 930 MHz. En el primer caso, es muy probable que se trate de una señal de telefonía móvil 4G, ya que actualmente esta banda es explotada por completo por dicha tecnología. La segunda señal captada en 930MHz podría tratarse de la misma señal captada por la antena de tipo parche, ya que están situadas a la misma frecuencia, y por lo tanto tratarse de una señal perteneciente a la tecnología 3G. En la **Tabla. 5.3** se muestran los resultados experimentales de la medida.

Frecuencia (MHz)	Potencia recibida (dBm)
800	-33,1
934	-27,45
960	-28,6

**Tabla. 5.3** Señales captadas por la antena de línea de meandro en nuestro rango de operación.

Se realiza la misma medida para la antena dipolo doblado, sin obtener resultados óptimos para el rango de frecuencias que va de 1 GHz a 1,4 GHz.

## 5.7 Extracción de señales de un ordenador convencional

En la última prueba de medida se pretende probar si es posible extraer señales de un ordenador convencional. En la **Tabla. 5.4** se observan las características técnicas del ordenador utilizado para la prueba y la frecuencia de trabajo de los diferentes componentes.

	Modelo	Frecuencia (MHz)
<b>Procesador</b>	P5KPL	1333/1066/800
<b>Tarjeta gráfica</b>	GeFORCE-6800	1050
<b>Memoria RAM</b>	KVR800D2N6	2000

**Tabla. 5.4** Especificaciones técnicas del ordenador.

En la **Fig. 5.10** se muestra la imagen de los componentes del ordenador sobre los cuales se va a realizar la medida.



**Fig. 5.10** Componentes del ordenador.

Siguiendo la configuración detallada en la **Fig. 5.3**, se lleva el conjunto de equipos de medida a la cámara anecoica emplazada en el Centro de Telecomunicaciones de Cataluña (CTTC) para realizar las últimas medidas. En la **Fig. 5.11** se muestran las medidas realizadas.

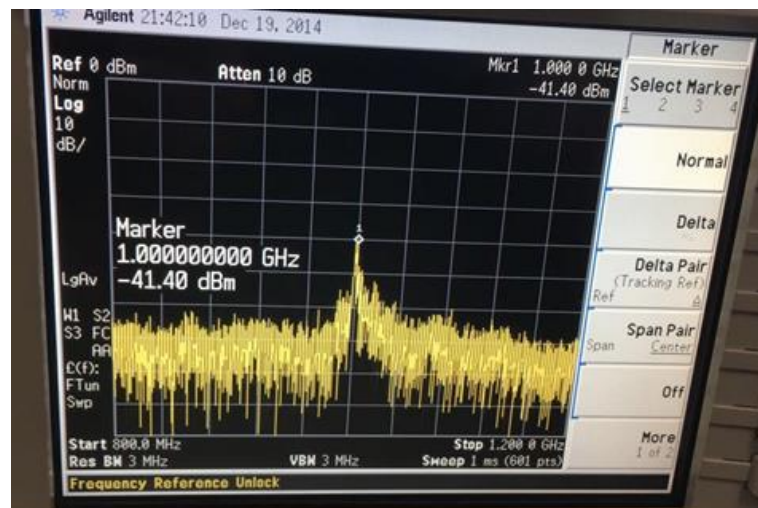




**Fig. 5.11** Medida realizada en la cámara anecoica.

Se realiza la misma medida para los tres prototipos implementados, dejando una separación de entre 10 y 20 cm entre las antenas y el ordenador.

En esta tercera medida, la única antena que logra extraer señales del ordenador es la antena tipo parche a la frecuencia de un 1 GHz. Se va cambiando la orientación de esta sobre los diferentes chips del ordenador y el resultado obtenido en el analizador de espectros es el que observa en la **Fig. 5.12**.



**Fig. 5.12** Señal extraída del ordenador a 1 GHz mediante la antena tipo parche.

Como se observa en la **Tabla. 5.4**, tanto el procesador P5KPL como la tarjeta gráfica GeForce-6800 presentan componentes operando a 1 GHz. No se sabe con exactitud de que chip se consigue extraer la señal obtenida. No obstante, no es relevante conocer la fuente que genera la señal ya que el objetivo se centraba en la extracción de la señal.

## Conclusiones

En el presente trabajo de fin de grado, se ha realizado el diseño de tres antenas impresas sobre sustrato dieléctrico. Las antenas diseñadas buscaban satisfacer un compromiso entre pérdidas de retorno, ancho de banda y tamaño en la simulación realizada mediante el ADS. Se considera como superado el primer objetivo de este proyecto ya que, se consigue un ancho de banda superior a 80MHz y unas pérdidas de retorno inferiores a -20dB para tres antenas de dimensiones reducidas.

El siguiente objetivo se centraba en alcanzar resultados análogos en la medida del parámetro S11 realizada en el analizador de espectros vectorial, respecto a los resultados obtenidos en la simulación en el ADS. En este aspecto, se consiguen curvas de adaptación muy parecidas, con una pequeña desviación en frecuencia, más acentuada en el caso de la antena de línea de meandro. La adaptación no es tan buena como la simulada, pero sigue cumpliendo el objetivo inicial ya que el parámetro S11 sigue estando por debajo del umbral marcado (-20dB). Las pérdidas del material no se tienen en cuenta en la simulación y por este motivo se observan las diferencias mencionadas. El uso de un material que hubiera podido garantizar un valor de constante dieléctrica en toda la placa, hubiera permitido obtener mejores resultados para este tipo de antenas.

Todos estos pasos previos eran imprescindibles para poder alcanzar el objetivo principal de este proyecto, la extracción de señales de un ordenador. Previamente se demuestra y se justifica que las antenas diseñadas son capaces de extraer señales generadas por un generador de RF a la frecuencia de resonancia para la que han sido diseñadas. También se consiguen extraer señales del espacio libre para el rango que va de 900 MHz a 1,2 GHz mediante dos de los tres prototipos. Por último, se consigue extraer una señal situada a 1 GHz mediante la antena tipo parche. El experimento se realiza en la cámara anecoica, libre de radiaciones, por lo que se justifica de esta manera, que la señal proviene de unos elementos del ordenador.

## Líneas futuras

El proyecto pretende alcanzar una serie de objetivos, marcando como objetivo principal la extracción de señales de alguno de los chips que forman parte de un ordenador. Se decide llevar a cabo esta medida porque es una prueba similar a la que llevará a cabo en colaboración con la Universidad de Texas en Dallas, ya que el procesador FPGA del que se pretenden extraer señales, opera en las frecuencias a las que han sido diseñadas las tres antenas de este proyecto.

Gracias a las medidas y resultados obtenidos en este proyecto, es posible pensar que las pruebas futuras planificadas en la colaboración UTD-CTTC se puedan realizar con éxito sobre el procesador FPGA.

## Bibliografía

- [1] Hayashi, Yu-ishi., Takeshi, Sugawara., Kayano, Yoshiki, "Information leakage from Cryptographic Hardware via Common Mode Current", Tegata gakuen machi, Akita, 010-8502, Japan.
- [2] Jiménez Martín, J., Rodríguez Martín., *Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip (Proyecto final de carrera)*. 2011
- [3] Keysight Technologies, *Understanding finite ground and defected ground structures in momentum*, Advanced System Design, 2012.
- [4] Cardama, A., Jofre, Lluís., Rius, JM., Romeu, J., Blanch, S., "Antenas Impresas", Cap. 6 en *Antenas*, pp. 270-273, 1994.
- [5] Mohammad S. Sharawi, Yanal S. Faouri, and Sheikh S. Iqbal., "Design of an electrically small meander antenna for LTE mobile terminals in the 800 MHz band", Electrical Engineering Department King Fahd University for Petroleum and Minerals, Dhahran, 31261, Saudi Ar.
- [6] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bhal, Apisak Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, Inc.2001.
- [7] Anguera, J., Pérez, A., *Teoría de Antenas*, Universidad Ramón Llull. Editor: Lluís Vicent. 2008.
- [8] Valero, A., "El dipolo doblado", apuntes de clase de Antenas, Dep. Comunicaciones Universidad Politécnica de Valencia, 2014.
- [9] Mateo López, Gerard. *Modelado circuital de diferentes configuraciones de antenas microstrip* (Proyecto Final de Carrera). Escuela de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Barcelona (UAB).
- [10] Campillo Muñoz, Manuel. *Estudio, diseño y fabricación de antenas de doble banda para automóviles* (Proyecto Final de Carrera). Universidad Carlos III de Madrid. 2011.



- [11] Jorgensen, Doug. Marki, Christopher. "Balun Transformers, Magic-Ts and 180° Hybrids", Marki Microwave, Inc. 2014.
- [12] Sean, Victor Hum. "Folded Dipole". ECE422: Radio and Microwave Systems.
- [13] Ferrando, M., Calatrava, F.J., De los Reyes, E., Diseño de antenas microstrip.
- [14] Cisneros González, C., *Análisis y Diseño de Antenas dipolo y parche para aplicaciones implementadas en el cuerpo humano* (Proyecto Final de Carrera). Escuela de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Barcelona (UAB). 2012.
- [15] Amor Jiménez, C., *Dipolo impreso para aplicaciones WI-FI y caracterización de la ganancia por medio de la celda TEM* (Proyecto final de carrera). Escuela de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Barcelona (UAB). 2011.
- [16] Prakash, S., Abbhilasha, M., *Design and fabrication of an electrically small meander line Mimo Antenna System for Wireless communication applications*. Marathwada Institute of Technology. Aurangabad (MS), India.
- [17] MinJie, Ma., Deng, Kai. *The study and implementation of meander-line antenna for an integrated transceiver design* (Proyecto final de carrera). Departament of technology and built environment, University of Gavle. 2010.



Escola d'Enginyeria de Telecomunicació i  
Aeroespacial de Castelldefels

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

# ANEXOS

**Título: Extracción de señales de un ordenador mediante antenas planares.**

**Autor: Daniel Ortega Quirós**

**Director: Ignacio Llamas-Garro**

**Fecha: 31 de octubre del 2017**

## Anexo A. Antena tipo parche

En este anexo se definen todos los cálculos necesarios para crear la estructura de la antena tipo parche. El principal objetivo es conseguir un acoplamiento óptimo a una frecuencia de resonancia de 1 GHz y una adaptación a 50Ω.

Para diseñar una antena tipo parche rectangular, se debe especificar la frecuencia de resonancia, la constante dieléctrica y el espesor del sustrato. La **Tabla. A.1**, muestra los valores que se van a utilizar para realizar los cálculos.

<b>Velocidad de la luz en el vacío (c)</b>	3·10 <sup>8</sup> m/s
<b>Frecuencia de resonancia (f)</b>	1 GHz
<b>Constante dieléctrica (ε<sub>reff</sub>)</b>	4,6
<b>Grosor del sustrato (h)</b>	1.6 mm
<b>Tangente de pérdidas</b>	0.01
<b>Velocidad de propagación en el vacío (c)</b>	3·10 <sup>8</sup> m/s

**Tabla. A.1** Parámetros iniciales de la antena tipo parche.

Las expresiones que permiten definir la geometría de la antena tipo parche para que resuene a 1 GHz se detallan a continuación.

Cálculo de la longitud de onda (λ).

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (\text{A.1})$$

Cálculo de la anchura del parche (W).

$$W = \frac{c}{2fr} \sqrt{\frac{2}{\epsilon r + 1}} \quad (\text{A.2})$$

Cálculo de la constante dieléctrica efectiva del parche (ε<sub>reff</sub>).

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon r + 1}{2} + \frac{\epsilon r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{A.3})$$

Cálculo de la longitud de onda guiada en el medio dieléctrico ( $\lambda_g$ ).

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{A.4})$$

Cálculo del incremento en la longitud del parche ( $\Delta L$ ).

$$L_{eff} = \frac{\lambda_g}{2} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{c_0}{2f_0\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{A.5})$$

Cálculo de la longitud efectiva del parche ( $L_{eff}$ ).

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (\text{A.6})$$

Cálculo de la longitud del parche ( $L$ ).

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (\text{A.7})$$

Cálculo de las dimensiones de la línea microstrip ( $Wm$ ).

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{Para } W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{Para } W/d > 2 \end{cases}$$

donde,

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)} \quad (\text{A.8})$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0}$$

Cálculo de la profundidad de inserción la línea microstrip (d).

$$Z_o = Z_{in} \cos^2\left(\frac{\pi d}{L}\right) \quad (\text{A.9})$$

En la **Tabla. A.2** se muestran los resultados obtenidos teniendo en cuenta los parámetros iniciales establecidos.

Anchura (W)	89,64mm
Constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon_{eff}$ )	4,17
Incremento en la longitud ( $\Delta L$ )	74,6mm
Longitud de onda guiada ( $\lambda_g$ )	146,7 mm
Longitud (L)	72,70mm
Longitud efectiva ( $L_{eff}$ )	73,45mm
Anchura línea microstrip ( $W_m$ )	2,95mm
Profundidad de inserción (d)	12,75 mm

**Tabla. A.2** Resultados teóricos de la antena tipo parche para 1 GHz.

## Anexo B. El dipolo doblado

Al igual que hicimos con la antena tipo parche, lo primero que debemos hacer, es realizar los diferentes cálculos teóricos de cada uno de los parámetros que componen el dipolo doblado. El objetivo de este segundo prototipo es diseñar una antena que resuene a la frecuencia de 1,2 GHz. Los valores iniciales que se deben de tener en cuenta son los que se muestran en la **Tabla B.1**.

<b>Velocidad de la luz en el vacío (c)</b>	3·10 <sup>8</sup> m/s
<b>Frecuencia de resonancia (f)</b>	1,2 GHz
<b>Permitividad relativa (Er)</b>	4,6
<b>Grosor del substrato (h)</b>	1.6 mm
<b>Tangente de pérdidas (δ)</b>	0.01

**Tabla B.1** Parámetros iniciales del dipolo doblado.

Las expresiones que permiten definir la geometría del dipolo doblado para que resuene a 1,2GHz se detallan a continuación.

Cálculo de la longitud de onda ( $\lambda$ ).

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (\text{B.1})$$

Cálculo de la longitud de onda guiada ( $\lambda_g$ ).

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{B.2})$$

Cálculo de la longitud del dipolo doblado (L).

$$L = \frac{\lambda_g}{2} \quad (\text{B.3})$$

Cálculo de la anchura del dipolo (d).

$$d \ll \lambda_g \quad (\text{B.4})$$

Cálculo de la separación entre líneas (e).

$$e = \frac{\lambda g}{32} \quad (\text{B.5})$$

En la **Tabla. B.2** se muestran los resultados obtenidos teniendo en cuenta los parámetros iniciales establecidos.

<b>Longitud de onda (<math>\lambda</math>)</b>	250 mm
<b>Longitud de onda guiada (<math>\lambda_g</math>)</b>	149 mm
<b>Longitud del dipolo (L)</b>	74,70 mm
<b>Anchura del dipolo (d)</b>	7,2 mm
<b>Separación entre líneas (e)</b>	7,8125 mm
<b>Grosor de la línea (g)</b>	1mm
<b>Longitud de las líneas bifilares (Lb)</b>	42mm

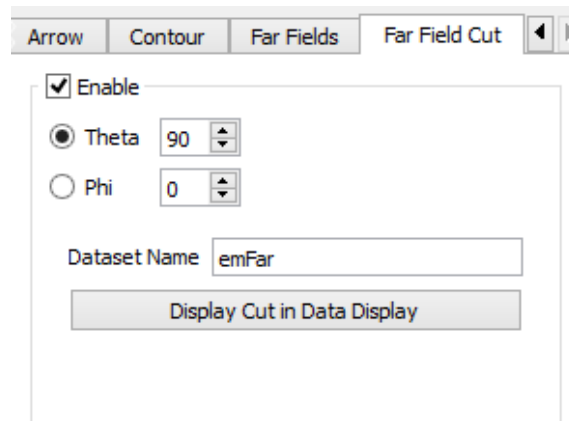
**Tabla B.2** Resultados teóricos de la antena dipolo doblado para 1,2 GHz.

Se define un grosor inicial de 1mm. La longitud de las líneas bifilares se definen a partir de la optimización realizada en el ADS. Esta longitud debe de ser lo suficientemente grande para evitar que el sistema radiante se acople con el sistema de adaptación.

## Anexo C. Diagrama de radiación de las antenas

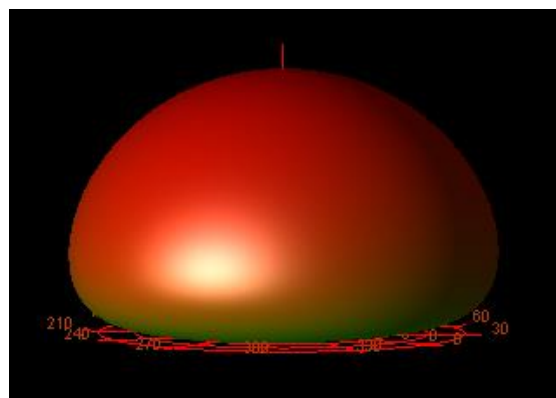
En este anexo se muestran los diagramas de radiación de las antenas diseñadas. Mediante la herramienta *Far Field* del ADS es posible definir los diagramas de las tres antenas.

Se realiza la misma configuración para los tres prototipos. En la **Fig. C.1** se muestra la configuración de los cortes del campo lejano utilizada.



**Fig. C.1** Cortes del campo lejano,  $\theta=90^\circ$  y  $\varphi=0^\circ$ .

En primer lugar, se muestra el diagrama de radiación de la primera antena diseñada, la antena tipo parche. En la **Fig. C.2** muestra la representación tridimensional de los campos radiados por la antena tipo parche.



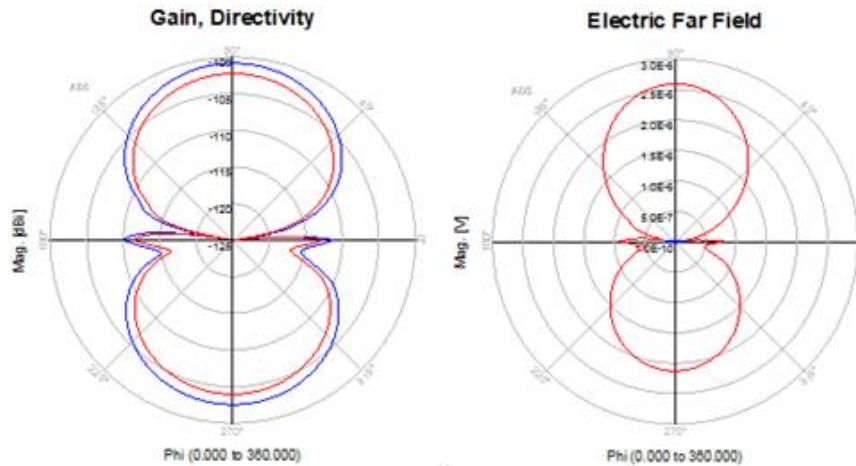
**Fig. C.2** Diagrama de radiación en 3D de la antena tipo parche.

Dada la dificultad que supone representar gráficamente el diagrama tridimensional, se opta por representar cortes del diagrama en coordenadas



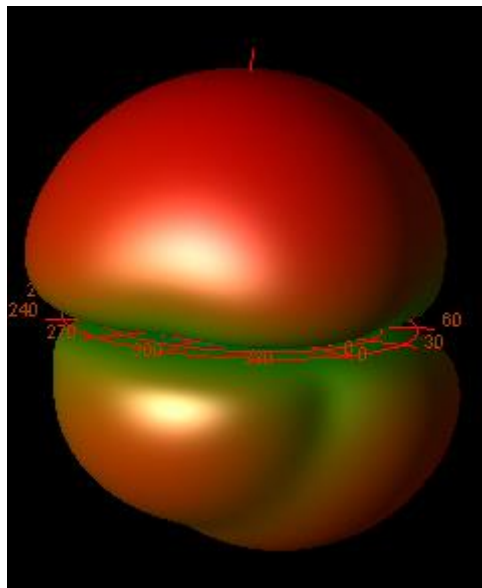
polares o cartesianas. Los cortes corresponden a la intersección del diagrama 3D con planos.

En la **Fig. C.3** se muestra el corte del diagrama de radiación en coordenadas polares, donde la coordenada radial expresa la amplitud del campo y la angular el ángulo,  $\theta$  o  $\phi$ .



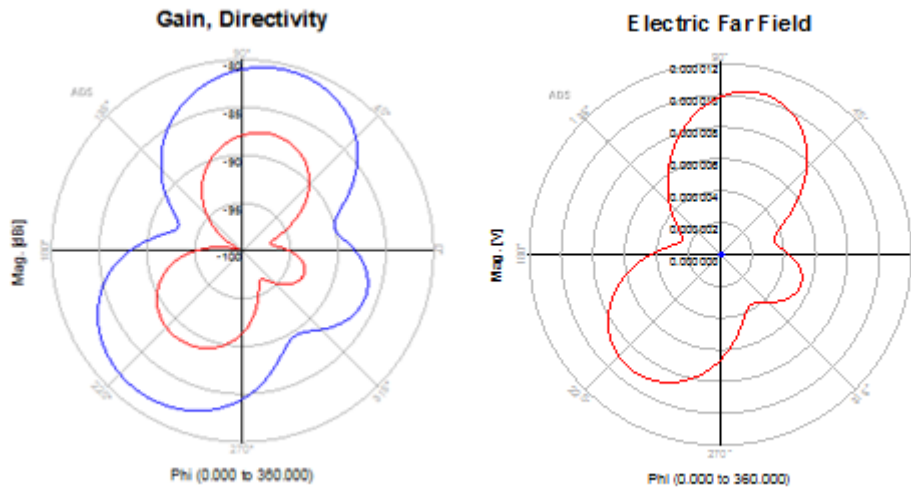
**Fig. C.3** Diagrama de potencia de la antena tipo parche con  $\theta=90^\circ$  y  $\phi=0^\circ$ .

En la **Fig. C.4** se muestra el diagrama de radiación tridimensional de la segunda antena diseñada, el dipolo doblado.



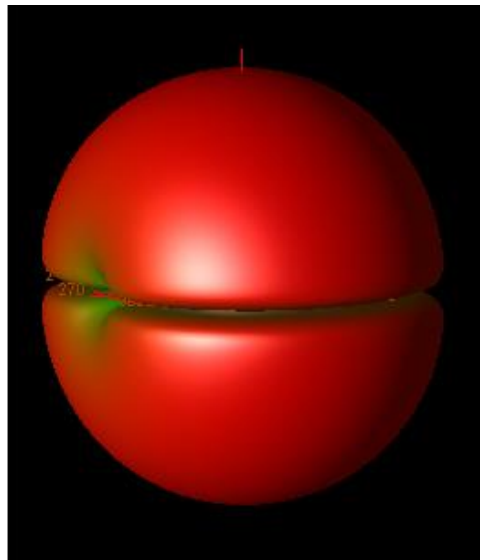
**Fig. C.4** Diagrama de radiación en 3D del dipolo doblado.

En la **Fig. C.5** se muestra el corte del diagrama de radiación en coordenadas polares para el dipolo doblado.



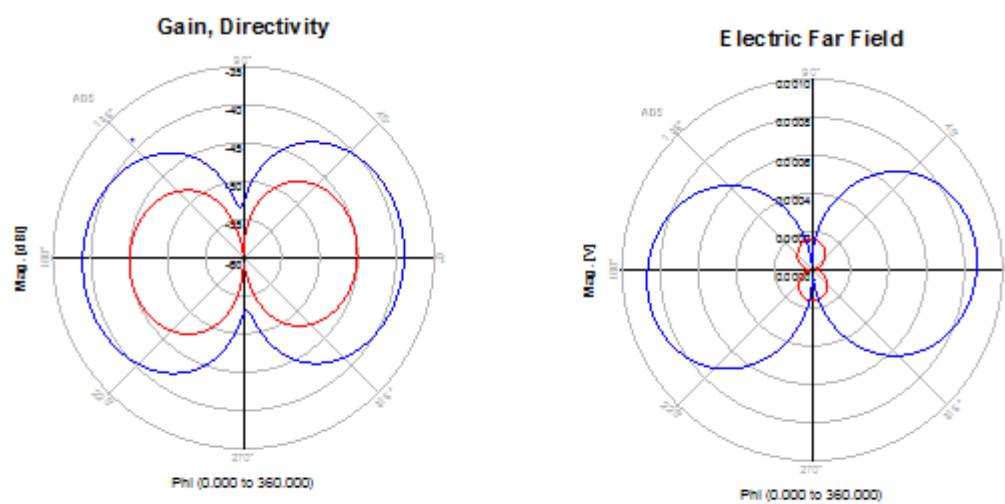
**Fig. C.5** Diagrama de potencia del dipolo doblado con  $\theta=90^\circ$  y  $\phi=0^\circ$ .

Por último, en la **Fig. C.6**, se muestra el diagrama tridimensional de la antena de línea de meandro.



**Fig. C.6** Diagrama de radiación en 3D de la antena de línea de meandro.

En la **Fig. C.7** se muestra el corte del diagrama de radiación en coordenadas polares para la antena de línea de meandro.



**Fig. C.7** Diagrama de potencia de la antena de línea de meandro con  $\theta=90^\circ$  y  $\varphi=0^\circ$ .